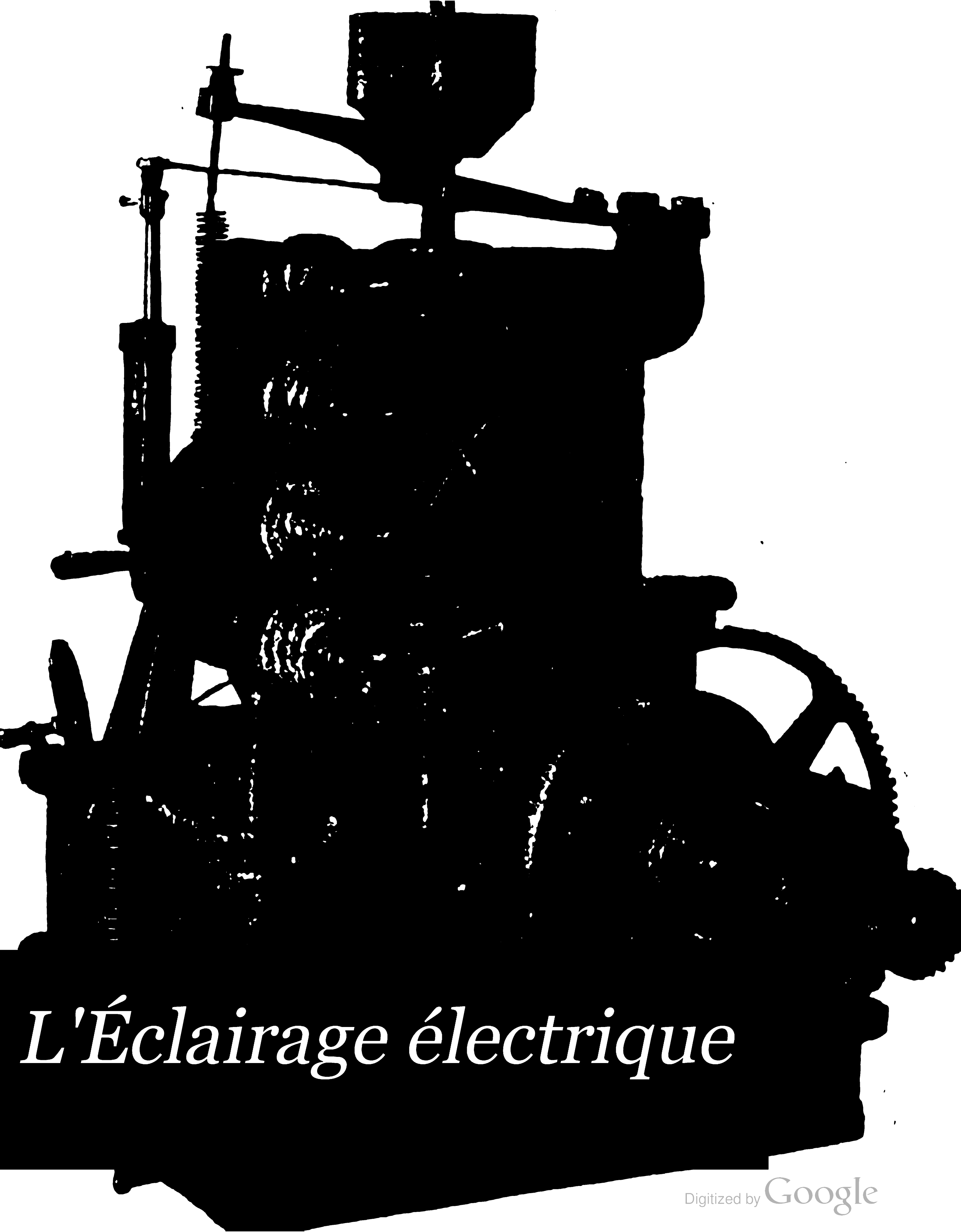

L'Éclairage électrique

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

TOME L

1er TRIMESTRE 1907

ADMINISTRATION ET RÉDACTION

40, RUE DES ÉCOLES, 40

PARIS Ve

Tome L. Samedi 5 Janvier 1907. 14e Année. — N° 1.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

PROPRIÉTÉS DES ROTORS A COLLECTEUR

Dans un article paru dans l'*Éclairage Électrique* du 23 novembre 1901, nous avons démontré comment, dans un rotor à collecteur alimenté par des courants polyphasés et disposé dans un stator ordinaire, l'inductance et la commutation dépendent essentiellement de la vitesse. Vers la même époque, nous avons découvert l'existence de propriétés équivalentes dans le cas d'un rotor alimenté par du courant alternatif simple lorsqu'on avait soin de disposer deux balais en court-circuit l'un sur l'autre à 90° des balais d'alimentation. Plus tard nous avons enfin exposé (*E. T. Z.*, 1903) les phénomènes qui accompagnent, dans un rotor à collecteur, la circulation des courants variables induits par les flux des enroulements statoriques.

Les théories que nous avons présentées jusqu'à ce jour supposent des distributions sinusoïdales des champs à la périphérie du rotor et, dans le cas du courant alternatif simple, négligent toute résistance suivant l'axe de court-circuit. Bien que ces théories aient été suffisantes pour laisser entrevoir et expliquer les phénomènes essentiels, il convient aujourd'hui, après que les propriétés spéciales des rotors à collecteur sont utilisées dans diverses machines industrielles, d'exposer des théories plus détaillées.

Considérons un rotor à collecteur que l'on a disposé, sous un entrefer uniforme, dans un stator à encoches égales régulièrement espacées. Schématiquement, nous représenterons un tel rotor par un cercle (voir fig. 1). La circonférence de ce cercle correspond à la *périphérie magnétique* du rotor. Par *périphérie magnétique* nous entendons la surface cylindrique P passant exactement entre les couches supérieures et inférieures des conducteurs dispo-

sés dans les encoches du rotor, c'est-à-dire à mi-profondeur des encoches (voir fig. 2).

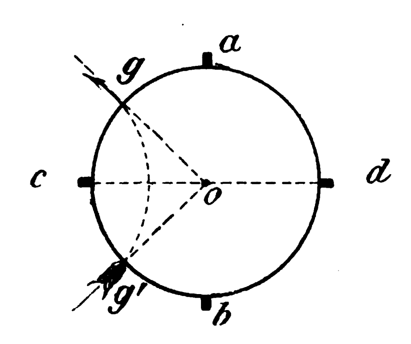


Fig. 1.

Bien que des enroulements tambour soient dans la pratique généralement employés, nous supposerons, pour donner un sens plus défini à la figure 1 qu'il s'agit d'un enroulement Gramme et, sans tenir compte des discontinuités provenant de la distribution de l'enroulement dans les encoches, nous imaginerons que les balais *a, b, c, d,* à 90° l'un de l'autre, représentés sur la figure 1 reposent directement sur l'enroulement mis à nu. Une génératrice g de la périphérie est définie par l'angle $\widehat{goc} = \theta$.

Envoyons par les balais *ab* un courant égal à l'unité. La circulation de ce courant dans le rotor produit un flux magnétique. Dire que le champ varie sinusoïdalement sur la périphérie du rotor, c'est reconnaître que la valeur variable du champ sur cette périphérie peut être représentée par une sinusoïde (voir fig. 3). En réalité, des considérations simples et connues permettent de se rendre compte que ce champ variable est plutôt représenté par une courbe ayant une allure triangulaire (voir fig. 4). Mathématiquement on a le droit d'écrire que la valeur du champ sur la génératrice g de la périphérie est de la forme :

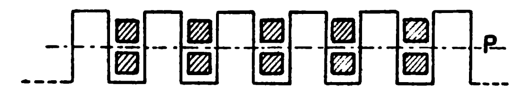


Fig. 2.

$$\varphi = \varphi_1 \sin \theta + \varphi_3 \sin 3\theta + \varphi_5 \sin 5\theta \cdots$$

φ_1, φ_2, φ_3 ayant des valeurs déterminées.

Si nous ne compliquons pas encore notre étude par la considération de la variation de la perméabilité du fer avec la grandeur du champ, nous pourrons considérer que cette forme

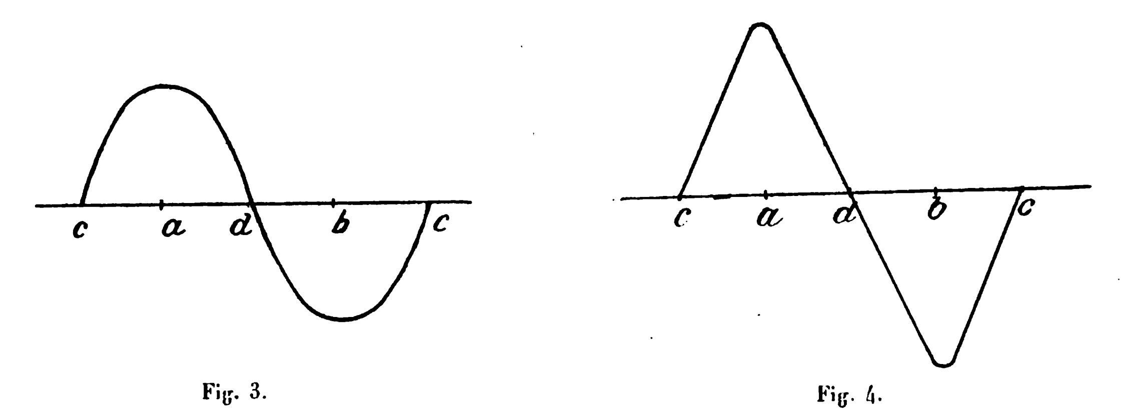


Fig. 3. Fig. 4.

de distribution restera la même quelle que soit l'intensité du courant. Avec un courant I on aura donc

$$\varphi_I = (\varphi_1 \sin \theta + \varphi_3 \sin 3\theta + \varphi_5 \sin 5\theta \cdots) I.$$

Il doit être bien entendu que le flux magnétique dont nous parlons comprend les lignes de force que certains auteurs considéreraient peut-être comme constituant des flux de fuite locaux autour des conducteurs, qu'il comprend même, dans le cas des enroulements tambour, le flux extérieur produit par les têtes de bobines.



Nous allons évaluer le coefficient de self-induction L du rotor entre les deux balais opposés *ab*.

Soient l la largeur du rotor suivant son axe et r son rayon jusqu'à la périphérie magnétique définie plus haut.

Imaginons toujours que le courant unité circule dans l'induit. On a le droit de considérer que le tube élémentaire de lignes de force comprenant la génératrice g et qui sort du rotor suivant le plan radial og est rentré dans le rotor suivant le plan radial og', symétrique du plan og par rapport au plan diamétral cd. Si nous désignons par n le nombre de spires distribuées sur le rotor sous un angle égal à l'unité, on voit immédiatement que, en supposant une distribution continue de l'enroulement rotorique à la périphérie, le nombre de spires traversé par le tube élémentaire considéré est égal à $2\theta . n$. Cette simple considération justifiera, aux yeux du lecteur, l'expression suivante du coefficient de self-induction.

$$L = nrl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \varphi \theta d\theta = nrl \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\varphi_1 \sin\theta + \varphi_3 \sin 3\theta + \varphi_5 \sin 5\theta \ldots) d\theta$$

$$= nrl \left[\varphi_1 - \frac{\varphi_3}{3^2} + \frac{\varphi_5}{5^2} \cdots \right].$$

Faisons maintenant tourner le rotor et voyons quelle tension est développée, à la vitesse angulaire ω_1, entre les balais *cd*, tandis que les balais *ab* livrent passage au courant unité.

D'après les formules bien connues qui donnent la f. é. m. développée dans les induits à courant continu, c'est la totalité du flux magnétique émis suivant l'axe *ab* qu'il nous faut connaître. Ce flux total a pour valeur :

$$rl \int_0^{\pi} d\theta = rl \int_0^{\pi} (\varphi_1 \sin\theta + \varphi_3 \sin 3\theta + \varphi_5 \sin 5\theta \ldots) d\theta = 2rl \left[\varphi_1 + \frac{\varphi_3}{3} + \frac{\varphi_5}{5} \cdots \right]$$

La tension développée entre les balais *cd* sera par suite

$$n\,r\,l \left[\varphi_1 + \frac{\varphi_3}{3} + \frac{\varphi_5}{5} \cdots \right].$$

Nous poserons :

$$\frac{\varphi_1 + \frac{\varphi_3}{3} + \frac{\varphi_5}{5} \cdots}{\varphi_1 - \frac{\varphi_3}{3^2} + \frac{\varphi_5}{5^2} - \cdots} = k_r.$$

Ce coefficient k_r doit être considéré comme une caractéristique de la forme de la distribution du champ à la périphérie du rotor.

La tension développée par rotation entre les balais *cd* est alors égale à :

$$L\, k_r\, \omega_1 .$$

Introduisons deux courants diphasés I de pulsation ω par les balais *ab* et *cd* tandis que le rotor tourne à la vitesse ω_1. Dans le circuit (*ab* ou *cd*) de l'une quelconque des deux phases se développeront alors deux f. é. m. exactement en opposition :

1° Une f. é. m. de self-induction $L\omega I$ due à la circulation même d'un courant alternatif dans le circuit de la phase considérée ;

2° Une f. é. m. de rotation $Lk_r\omega_1 I$ due au déplacement du rotor sous le champ produit par le courant alternatif traversant le circuit de l'autre phase.

La f. é. m. résultante sera la différence des deux, soit :

$$L\,[\omega - k_r\omega_1]\,I.$$

L'inductance apparente sur chaque phase sera par conséquent

$$L\,[\omega - k_r \omega_1].$$

On voit qu'elle s'annule lorsque :

$$\omega_1 = \frac{\omega}{k_r}.$$

Le coefficient k_r a donc un sens expérimental : il est défini par la vitesse à laquelle toute self-induction disparaît véritablement. Nous ne faisons naturellement pas intervenir les harmoniques du courant.

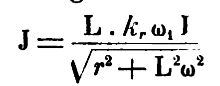
Dans le cas d'une distribution d'allure triangulaire il est facile de se rendre compte que l'on a $k_r < 1$

L'inductance s'annule alors pour une vitesse hypersynchrone.



Considérons maintenant la disposition de la figure 5, dans laquelle les balais *cd* sont mis en court-circuit l'un sur l'autre tandis que l'on introduit un courant alternatif par les balais *ab*.

La valeur du courant dans le court-circuit *cd* développée par une tension de rotation $L\,.\,k_r \omega_1 I$ sera égale à



$$J = \frac{L\,.\,k_r \omega_1 I}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}}$$

en désignant par r la résistance du rotor.

La composante J_1 de ce courant de court-circuit en phase avec I sera :

$$J_1 = \frac{L\,.\,k_r \omega_1 I}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} \cdot \frac{L\omega}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} = \frac{k_r \omega_1}{\omega\left[1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right]} \cdot I.$$

Fig. 5.

Le flux crée par cette composante induit à son tour entre les balais *ab* une tension de rotation

$$L k_r \omega_1 \cdot \frac{k_r \omega_1}{\omega\left[1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right]} I = L \cdot \frac{k_r^2 \omega_1^2}{\omega\left[1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right]} \cdot I.$$

Cette dernière f. é. m. tend à contre-balancer la f. é. m. de self-induction $L\omega I$ de telle sorte que l'inductance apparente du rotor entre les balais *ab* sera exactement :

$$L\omega\left[1 - \frac{k_r^2 \omega_1^2}{\omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}\right].$$

Avec $k_r < 1$, on voit immédiatement que cette inductance ne s'annule que pour une certaine vitesse hypersynchrone.

La composante J_2 du courant de court-circuit en phase avec I est égale à

$$J_2 = \frac{L k_r \omega_1 I}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} \cdot \frac{r}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} = k_r \omega_1 \frac{rL}{r^2 + L^2\omega^2}.$$

Cette composante induit également, entre les balais *ab*, une f. é. m. de rotation :

$$k_r \omega_1 \frac{rL}{r^2 + L^2\omega^2} \cdot L k_r \omega_1 = \frac{k_r^2 \omega_1^2}{\omega^2\left[1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right]} r\,.\,I.$$

Cette dernière tension se trouve en opposition avec le courant I. Tout se passe donc comme si la résistance du circuit *ab* était accrue. En réalité l'énergie dissipée dans le circuit *cd* par le courant de court-circuit est prélevée au circuit *ab*.

Finalement l'inductance et la résistance apparentes du rotor sont respectivement

$$L_\omega\left[1-\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\cdot\frac{1}{1+\frac{r^2}{L^2\omega^2}}\right].$$

$$r\left[1+\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\cdot\frac{1}{1+\frac{r^2}{L^2\omega^2}}\right].$$

* * *

Après avoir ainsi envisagé les phénomènes qui accompagnent la conduction de courants alternatifs dans le rotor, nous envisagerons les phénomènes qui accompagnent l'induction de semblables courants dans un tel rotor lorsque le stator, dans lequel il est disposé, est lui-même traversé par des courants alternatifs.

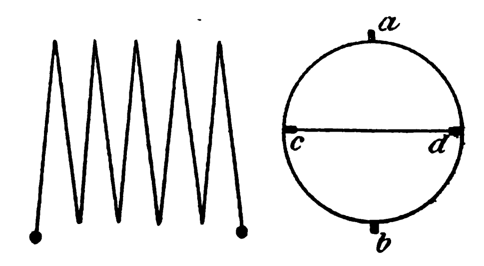


Fig. 6.

Nous considérerons d'abord le cas d'un stator uniaxial dont l'axe d'enroulement coïncide avec l'axe de court-circuit *cd* (voir fig. 6).

Envoyons dans l'enroulement du stator un courant égal à l'unité. Ce courant produit un flux suivant l'axe *cd*. La distribution de ce flux à la périphérie magnétique du rotor sera définie par la valeur variable Ψ du champ à cette périphérie. En posant (voir fig. 1) $\widehat{aog}=\theta$ on aura :

$$\Psi=\Psi_1\sin\theta+\Psi_3\sin 3\theta+\Psi_5\sin 5\theta\ldots$$

Sans qu'il soit besoin d'autre explication, on voit que, par analogie avec ce qui a été écrit plus haut, le coefficient d'induction mutuelle entre le circuit du stator et le circuit *cd* du rotor sera :

$$M=nrl\left[\Psi_1-\frac{\Psi_3}{3^2}+\frac{\Psi_5}{5^2}-\ldots\right].$$

et que la f. é. m. induite par rotation dans le circuit *ab* lorsque le rotor se déplacera sous le flux statorique sera :

$$nrl\left[\Psi_1+\frac{\Psi_3}{3}+\frac{\Psi_5}{5}\ldots\right].$$

En posant

$$\frac{\Psi_1+\frac{\Psi_3}{3}+\frac{\Psi_5}{5}\ldots}{\Psi_1-\frac{\Psi_3}{3^2}+\frac{\Psi_5}{5^2}-\ldots}=k_s.$$

cette f. é. m. prendra l'expression

$$M\,.\,k_s\omega_1.$$

On conçoit de nouveau comment k_s pourrait être déterminé expérimentalement.

Envoyons dans le stator un courant alternatif I de pulsation ω. Le court-circuit *cd* sera aussitôt le siège d'un courant d'amortissement :

$$Y=\frac{M\omega I}{\sqrt{r^2+L^2\omega^2}}.$$



La composante de ce courant en phase ou plus exactement en opposition avec I sera :

$$Y_1 = \frac{M\omega I}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} \cdot \frac{L\omega}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} = \frac{M}{L} \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I$$

La rotation du rotor sous le flux correspondant à cette composante donnera lieu, d'après ce que nous avons écrit plus haut, à une f. é. m. de rotation en phase avec I et égale à

$$L \cdot k_r \cdot \omega_1 \cdot \frac{M}{L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I = M \cdot \frac{k_r\omega_1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I.$$

Mais d'autre part la rotation du rotor sous le flux correspondant au courant I du stator donne lieu à une f. é. m. également en phase avec I et dont la valeur est :

$$Mk_s\omega_1 I.$$

La rotation développe donc finalement entre balaisunestation résultante dont la valeur est

$$M\omega_1 \left[k_s - k_r \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega}} \right] I.$$

Si les distributions des champs statorique et rotorique à la périphérie magnétique du rotor étaient identiques ($k_s = k_r$) cette f. é. m. serait nulle car le terme $\frac{r^2}{L^2\omega^2}$ est négligeable : c'est une quantité très petite du deuxième ordre.

Mais en réalité on aura dans la pratique $k_s > k_r$ et il restera bien un flux résiduel en phase avec I suivant l'axe *cd*.

La composante Y_2 du courant Y_1 en quadrature avec I est égale à :

$$\frac{M\omega I}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} \cdot \frac{r}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} = \frac{M}{L} \cdot \frac{r}{L\omega} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I.$$

La rotation du rotor sous le flux produit par cette composante développera, dans le circuit *ab*, une tension en quadrature avec I égale à :

$$M \cdot \frac{r}{L\omega} \cdot \frac{k_r\omega_1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I.$$

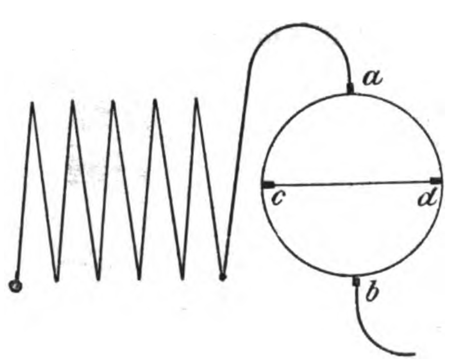


Fig. 7.

*
* *

Considérons maintenant un moteur à répulsion, compensé avec connection-série (fig. 7) dont l'axe d'enroulement du stator coïncide avec l'axe de court-circuit du rotor.

A la suite de ce que nous avons exposé, nous voyons que, en toute exactitude, on mesurera entre les balais *ab*.

1° Une tension en phase avec le courant I :

$$\left\{ r \left[1 + \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \right] + M\omega_1 \left[k_s - k_r \frac{1}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}} \right] \right\} I.$$

2° Une tension en quadrature avec le courant I :

$$\left\{ L\omega \left[1 - \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2} \frac{1}{1+\frac{r^2}{L^2\omega^2}} \right] - Mk_r\omega_1 \frac{r}{L\omega} \frac{1}{1+\frac{r^2}{L^2\omega^2}} \right\} I.$$

Négligeant le terme $\frac{r^2}{L^2\omega^2}$ nous pouvons dire que l'inductance et la résistance apparentes du rotor du moteur à répulsion compensé de la figure 7 sont respectivement :

$$L\omega \left[1 - \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2} \right] - Mk_r\omega_1 \cdot \frac{r}{L\omega}$$

$$r \left[1 + \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2} \right] + M\omega_1 [k_s - k_r]$$

Il est facile d'évaluer la f. é. m. wattée induite dans le stator. Nous avons déjà exposé le mécanisme de l'apparition de cette f. é. m. C'est le flux produit par le courant J_1 dont nous avons parlé plus haut en considérant isolément le rotor, qui la développe.

Elle est égale à :

$$M\omega J_1 = \frac{Mk_r\omega_1}{1+\frac{r^2}{L^2\omega^2}} \cdot I.$$

La composante Y_2 du courant d'amortissement en quadrature avec I développe une petite tension additionnelle qui agit comme si elle doublait environ la résistance r_s de l'enroulement du stator. L'énergie dissipée par le courant de court-circuit Y est, en effet, prélevée au circuit statorique.

Enfin une f. é. m. déwattée est induite par suite du flux de fuite du stator qui peut être représenté en introduisant un coefficient de self-induction spécial l.

Les tensions wattées et déwattées qui apparaissent dans le stator sont finalement :

1° Une tension wattée $(Mk_r\omega_1 + 2r_s)$ I

2° Une tension déwattée $l\omega$I.

* * *

Les explications qui précèdent suffisent pour se représenter le fonctionnement du moteur d'induction à collecteur de la figure 8.

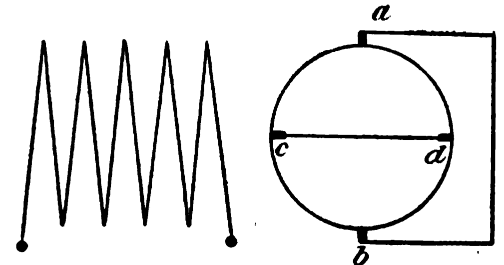


Fig. 8.

Le courant qui traverse le stator étant I, il y aura toujours, dans le circuit *cd*, un courant d'amortissement Y et, en négligeant la quantité très petite du deuxième ordre $\frac{r^3}{L^2\omega^2}$, les f. é. m. engendrées dans le circuit *ab* seront, à la vitesse ω_1 :

1° Une f. é. m. en quadrature avec I :

$$Mk_r\omega_1 \frac{r}{L\omega} I ;$$

2° Une f. é. m. en phase avec I :

$$M\omega_1[k_s - k_r]I.$$

Nous savons d'autre part que l'inductance et la résistance apparentes du circuit *ab*, à la vitesse ω_1 : sont respectivement,

$$L\omega\left(1-\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right)$$

$$r\left[1+\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right].$$

Il nous est donc facile d'évaluer le courant développé par la rotation dans le circuit *ab*. Le couple du moteur sera proportionnel à la composante de ce courant en phase avec I.

Si l'on néglige la f. é. m. 2°, on peut facilement se rendre compte que le fonctionnement du moteur à collecteur de la figure 8 correspond à celui d'un moteur d'induction sans collecteur. La vitesse à vide serait telle que $k_r\,\omega_1=\omega$ et le glissement s par rapport à cette vitesse à vide donnerait lieu à un couple maximum lorsque l'on aurait approximativement

$$L_g\,\omega=r.$$

Mais la présence de la f. é. m. indiquée sous 2° change complètement les caractéristiques du moteur. Dans l'hypothèse $k_s>k_r$ le courant développé par cette f. é. m. donne lieu, en effet, à un couple *résistant* qui peut être aussi élevé que le plus grand couple disponible dans le fonctionnement en moteur d'induction. Dans ces conditions, le moteur se dérobe à toute charge.

L'introduction d'une f. é. m. extérieure dans le circuit *ab* susceptible de contre-balancer la f. é. m. indiquée sous 2° sera donc généralement indispensable.

*
* *

Considérons donc le moteur de la figure 9 dans laquelle une tension V est appliquée à l'enroulement statorique tandis qu'une tension v est appliquée au rotor, le déphasage entre ces deux tensions étant φ.

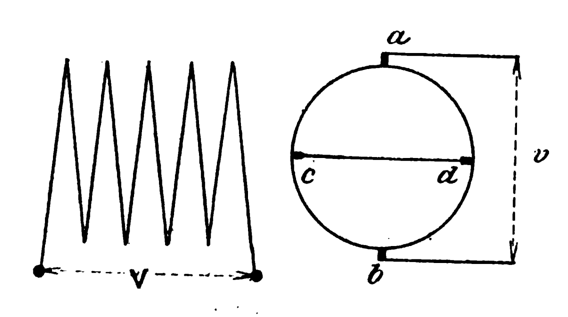


Fig. 9.

Désignons par I_1 et i_1 les courants en phase avec V qui circulent respectivement dans le circuit du stator et dans le circuit *ab* du rotor par I_2 et i_2 les courants en quadrature avec V qui circulent respectivement dans le circuit du stator et dans le circuit *ab* du rotor.

Nous aurons les équations :

$$2r_sI_1+l\omega I_2+Mk_2\omega_1 i_1=V \qquad (1)$$

$$2r_sI_2+l\omega I_1-Mk_2\omega_2 i_2=0 \qquad (2)$$

$$r\left[1+\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_1+L\omega\left[1-\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_2+M\omega_1\,[k_s-k_r]\,I_1-Mk_r\omega_1\frac{r}{L\omega}I_2=v\cos\varphi \qquad (3)$$

$$r\left[1+\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i^2-L\omega\left[1-\frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_1+M\omega_1\,[k_s-k_r]\,I_2+Mk_r\omega_1\frac{r}{L\omega}I_1=v\sin\varphi. \qquad (4)$$

Le couple sera proportionnel à la somme des produits $i_1I_1+i_2I_2$.

En réalité, on peut négliger dans les équations (1) et (2) la résistance r_s du stator.

(A suivre.)

Marius LATOUR.



TRANSPORT D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE DE MOUTIERS A LYON

Le transport d'énergie électrique de Saint-Maurice à Lausanne, effectué par le système-série à courant continu de M. Thury, a été décrit en détail lors de la mise en service des usines [1]. Au printemps dernier, une installation plus intéressante encore du système Thury a été ouverte à l'exploitation pour transporter à Lyon l'énergie électrique produite à Moutiers (Savoie).

La Société grenobloise de Force et Lumière possède un important réseau triphasé qui dessert les départements de la Drôme et de l'Isère. Ce réseau est alimenté par les usines génératrices de Bellegarde (10 000 chevaux), Avignonet (8 000 chevaux empruntés au Drac), Séchylienne (8 000 chevaux empruntés à la Romanche) et La Bourne (5 000 chevaux). La figure 1 montre les positions relatives de ces différentes usines qui produisent toutes des courants triphasés à 26 000 volts et 50 périodes.

Toutes les usines dont il vient d'être question sont reliées par des lignes triphasées convergentes à un point central, situé à Sablonnières, d'où deux lignes triphasées de 40 kilomètres amènent à Lyon, ou, plus exactement, à Vaux-en-Velin (aux portes de Lyon), l'énergie électrique nécessaire à cette ville.

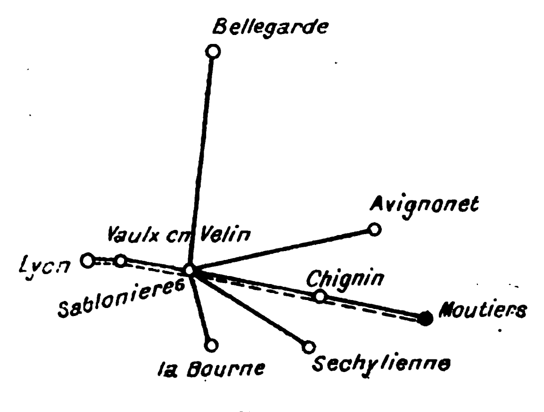


Fig. 1.

La consommation d'énergie électrique de la région desservie et de la ville de Lyon allant en croissant avec rapidité, les usines existantes se trouvèrent rapidement utilisées à leur charge maxima et le réseau triphasé avait besoin d'un nouvel appoint. D'autre part, le développement des tramways électriques de Lyon exigeait un supplément d'énergie électrique sous forme de courant continu à 600 volts. La Société grenobloise de Force et Lumière fut donc conduite à étudier l'utilisation d'une chute d'eau de l'Isère, située à proximité de La Plombière, près Moutiers, dans la Savoie : la distance entre ce point et Lyon atteint 180 kilomètres.

La solution adoptée par la Société grenobloise est la suivante : L'énergie électrique est engendrée à Moutiers sous forme de courant continu à intensité constante (75 ampères) et haute tension (jusqu'à 60 000 volts) : ce courant continu est amené par une ligne aérienne à Vaux-en-Velin, où une partie de l'énergie disponible est convertie en courants triphasés pour soutenir le réseau triphasé existant ; l'autre partie de l'énergie disponible atteint, par deux câbles souterrains de 4 kilomètres, la ville de Lyon, où une sous-station (située rue d'Alsace) convertit le courant continu à intensité constante en courant continu à 600 volts pour la traction. En cas d'arrêt de l'usine de Moutiers ou de rupture complète de la ligne, les groupes de l'usine de Vaux-en-Velin peuvent convertir l'énergie électrique en sens inverse pour alimenter la sous-station de Lyon et transformer en courant continu les courants triphasés provenant des usines d'Avignonet ou de Séchylienne.

Pour les extensions futures du système, on projette d'élever la tension du courant continu, ce qui pourra être fait sans inconvénient en prenant la précaution de relier à la terre un

(1) *Éclairage Électrique*, tome XXXII, 12 et 19 juillet 1902, p. 41 et 84.

point neutre pris au milieu de l'enroulement des génératrices : on pourrait de la sorte atteindre une tension totale de 150 000 volts, la différence de potentiel entre un fil et la terre étant de 75 000 volts.

Usine génératrice.

L'usine génératrice, située à La Plombière, utilise une chute de l'Isère dont la hauteur moyenne est de 65,5 mètres. Une conduite forcée envoie l'eau à quatre turbines centripètes Piccard et Pictet à arbre horizontal dont la puissance normale est de 1 570 chevaux à la vitesse de rotation de 300 tours par minute. Les générateurs accouplés aux turbines ont une puissance électrique totale de 4 400 kilowatts, ce qui correspond à une tension de 58 500 volts pour une intensité de courant constante de 75 ampères. La différence de potentiel aux bornes de chaque générateur est donc d'environ 14 500 volts.

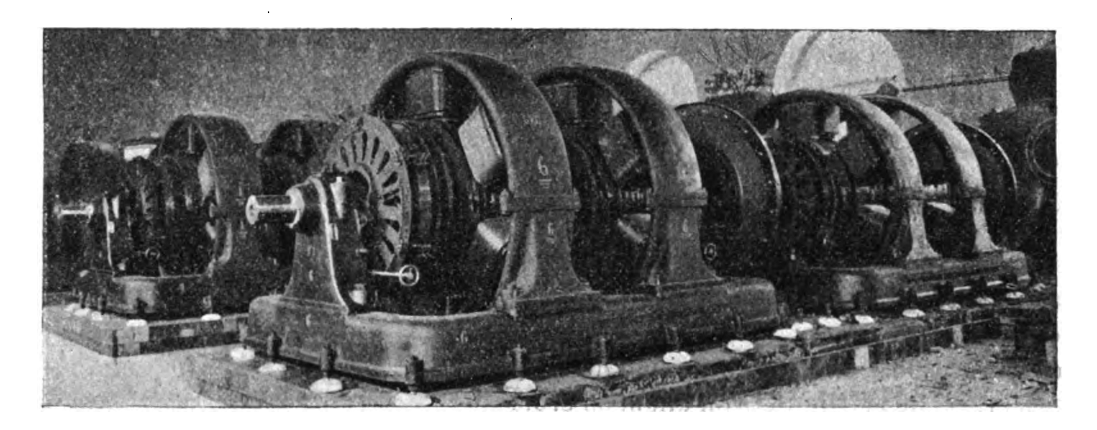


Fig. 2. — Usine génératrice de la Plombière (Moutiers).

Chaque générateur comprend un groupe de quatre machines à courant continu à 3 600 volts: ces quatre machines sont assemblées deux par deux sur un même bâti avec un arbre commun, et deux machines doubles ainsi constituées sont reliées entre elles et à chaque turbine par deux accouplements flexibles et isolants d'un modèle particulier. La figure 2, qui donne une vue de l'usine génératrice, montre nettement cette disposition.

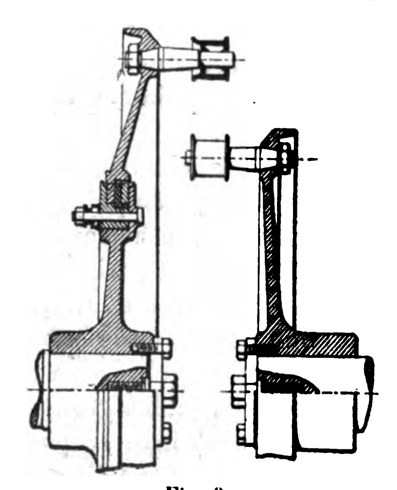


Fig. 3.

Chaque machine double repose sur un bâti à trois paliers. Les deux inducteurs en acier coulé portent six pôles massifs venus de fonte avec la culasse: les masses polaires en tôle sont rapportées sur les noyaux et soutiennent les bobines inductrices. Le diamètre d'alésage est de 1 250 millimètres. L'entrefer simple a 9 millimètres. Les deux induits sont montés sur le même arbre mais en sont isolés électriquement. Chacun d'eux porte 111 encoches ouvertes contenant 332 bobines faites au gabarit : chaque bobine comprend trois spires. Chaque collecteur, isolé de l'arbre, a 1 100 millimètres de diamètre et 75 millimètres de

longueur exacte : il porte 996 lames en contact avec six lignes de balais. Le tableau suivant résume les dimensions principales d'une machine simple.

Type de machine.	générateur à courant continu.
Puissance normale.	270 kilowatts.
Différence de potentiel aux bornes.	3 600 volts.
Intensité de courant.	75 ampères.
Forme de la carcasse inductrice.	ronde en deux pièces.
Métal constituant la carcasse.	acier coulé.
Nombre de pôles inducteurs.	6
Nature des pôles et mode de fixation.	acier coulé ; venus de fonderie.
Section des noyaux.	rectangulaire.
Type de bobines inductrices.	fil enroulé sur carcasse en zinc.
Nature des masses polaires.	feuilletées.
Diamètre d'alésage.	1 256 mm.
Valeur de l'entrefer simple.	9 —
Diamètre extérieur de l'induit.	1 232 —
Vitesse périphérique de l'induit.	$19^m,50$ par seconde.
Longueur axiale de l'induit.	300 mm.
Nombre de canaux de ventilation.	4 de 10 mm.
— d'encoches.	111
— de bobines de l'enroulement.	332
— de spires par bobine.	3
Diamètre du collecteur.	1 100 mm.
Vitesse périphérique du collecteur.	$17^m,30$ par seconde.
Longueur axiale utile du collecteur.	75 mm.
Nombre de lames.	996
Nombre de lignes de balais.	6
Nombre de balais par ligne.	2
Section d'un charbon.	30 × 8 mmq.
Type de porte-balais.	pivotants.

Les accouplements élastiques qui relient entre elles les turbines et machines doubles sont d'un modèle particulier (fig. 3). Ils comprennent un grand manchon et un petit manchon que réunit une courroie passant sur vingt manetons Le grand manchon est en deux pièces, un plateau portant les manetons d'entraînement et un moyeu. Le bord intérieur du plateau est pressé contre le bord extérieur du moyeu par un anneau serré par 32 boulons. Le serrage de ces boulons est tel que, sous l'effet du couple normal, aucun glissement ne puisse se produire entre les deux pièces, mais qu'un glissement ait lieu dès que le couple dépasse une certaine valeur. Cette disposition permet d'éviter les détériorations des courroies ou des induits lors d'une surcharge brusque exagérée.

Chaque machine double est munie d'un déclancheur par inversion : cet appareil, commandé par une came, met la machine en court-circuit si elle tend à tourner en moteur par suite d'une fausse manœuvre. Les appareils de réglage sont du même type que ceux de l'usine de Saint-Maurice et ont été décrits en détail à propos de cette installation. Une colonne de distribution porte l'interrupteur de court-circuit, l'ampèremètre et le voltmètre de chaque machine : cette colonne est surmontée de deux parafoudres à soufflage magnétiques reliés aux deux pôles de la machine. La figure 4 représente une de ces colonnes.

Le réglage des machines est effectué par variation de la vitesse de rotation des groupes



générateurs. A cet effet, la vitesse des turbines est modifiée, suivant la tension correspondant à la charge, par le jeu de servo-moteurs à huile comprimée actionnant les distributeurs. Ces servo-moteurs sont commandés par une transmission générale qu'actionne un régulateur d'intensité. Cet appareil a pour fonction de maintenir constant à la valeur de

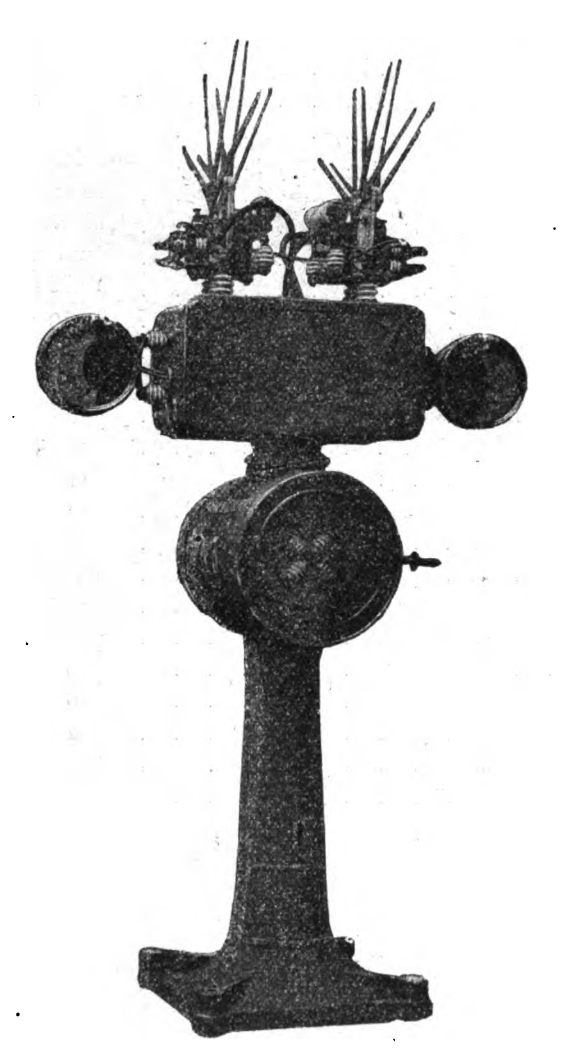


Fig. 4. — Colonne de distribution.

75 ampères le courant débité par l'usine. Il est représenté par la figure 5, et est établi d'après le principe général des régulateurs Thury : il comprend un mécanisme à cliquets mis en mouvement alternatif par un moteur électrique et un solénoïde traversé par le courant dont l'intensité doit être maintenue constante. Quand la valeur de l'intensité est trop faible ou trop élevée, le noyau du solénoïde actionne un levier qui fait entrer en prise les cliquets du mécanisme à mouvement alternatif avec les dents d'une roue commandant la transmission générale. Suivant le sens de la variation du courant, c'est l'un ou l'autre cliquet qui entraîne la roue dentée, déterminant ainsi la rotation de l'arbre de transmission dans l'un ou l'autre sens correspondant à l'ouverture ou à la fermeture des turbines. Le petit moteur actionnant

le régulateur est branché sur un shunt intercalé dans le circuit-série : la différence de potentiel qu'il absorbe est d'environ 6 volts.

Les machines ont été isolées d'une façon très complète par rapport au sol. Les plus grandes différences de potentiel sont de 4000 volts environ par induit, de 7500 volts par machine double et de 15000 volts par générateur quadruple. Entre la dernière machine ou

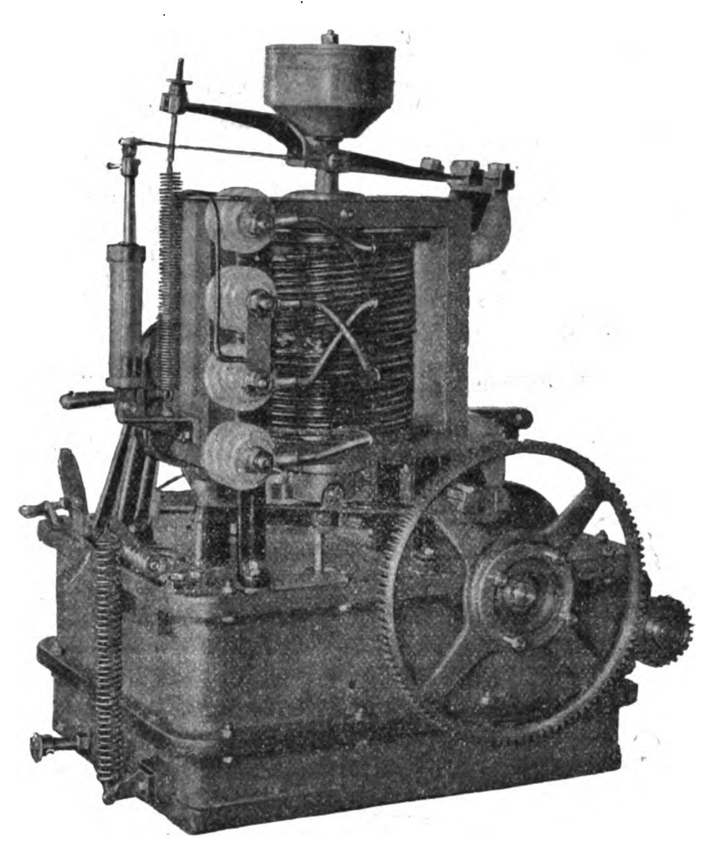


Fig. 5. — Régulateur.

l'appareillage et la terre, il peut y avoir une différence de potentiel de 60000 volts. Toutes les machines, les colonnes de manœuvre et les armoires-tableaux sont supportées par des boulons scellés dans des isolateurs à double cloche reposant sur le béton et noyés dans du béton d'asphalte. Tout le sol de l'usine est recouvert d'une couche de 1 centimètre d'asphalte pur coulée au-dessus d'une couche de $1^{cm},5$ de béton d'asphalte : les essais ont montré que l'isolement ainsi obtenu peut résister à l'application d'un courant alternatif à 80000 volts. Les jonctions entre les machines et les colonnes de manœuvre sont faites en câbles isolés, passant par des tubes en grès qui sont noyés dans l'asphalte.

La protection de l'usine génératrice entre les décharges atmosphériques a fait l'objet de précautions toutes particulières. La ligne est protégée, à son départ, par dix bobines de réactance de 40 tours de fil de fer de forte section carrée, et par vingt parafoudres répartis en deux groupes de dix appareils reliés soit en série soit en parallèle avec chacun des fils de ligne. Ces parafoudres sont à cornes et sont munis d'un soufflage magnétique dont les effets se produisent sur une grande longueur d'arc, grâce à la forme en éventail des deux

***

pôles de la bobine de soufflage : les cornes des parafoudres sont en bronze et sont placées entre deux plaques de porcelaine ; des résistances liquides sont en série avec les parafoudres. Tous ces appareils sont disposés dans un local spécial à deux étages, les bobines de réactance et les résistances liquides étant placées au rez-de-chaussée et fixées contre les parois, et les quarante parafoudres étant logés au premier étage et fixés à des pusports peu élevés occupant le milieu de la chambre.

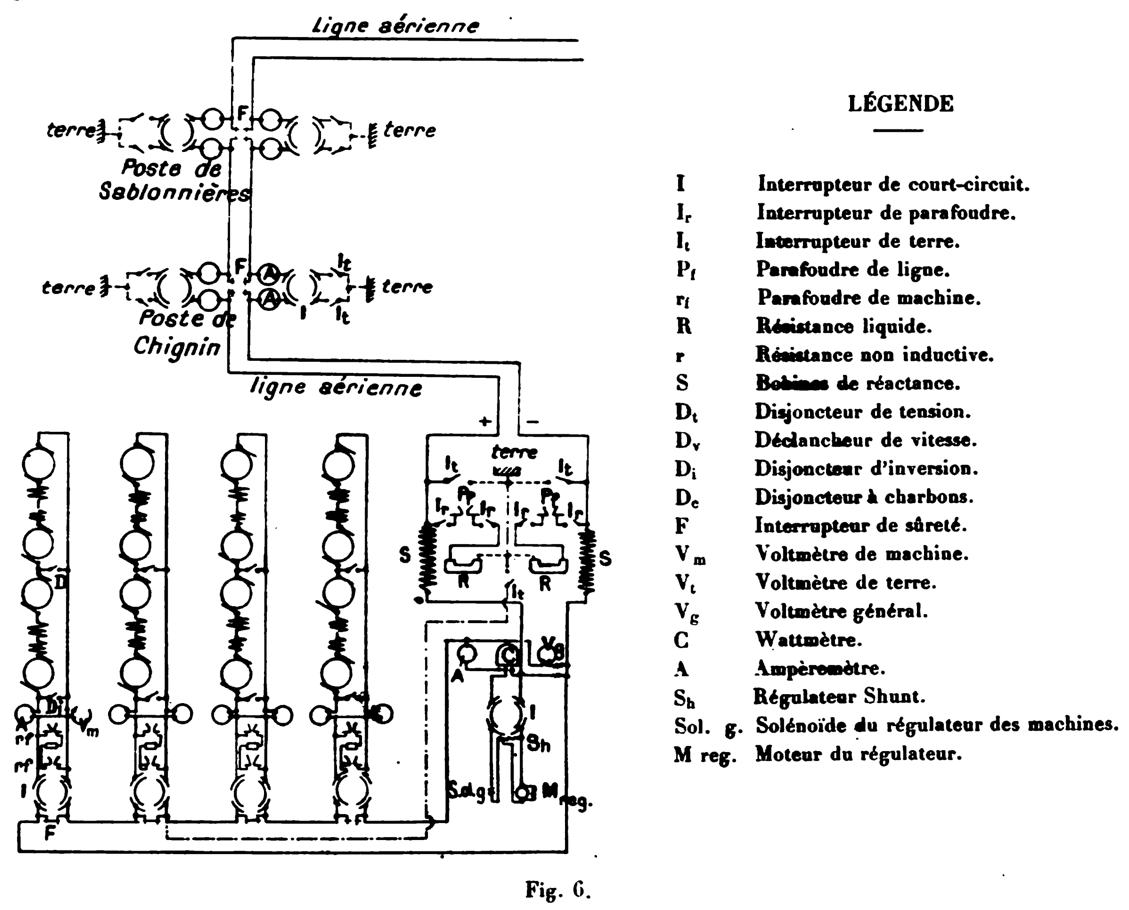


Fig. 6.

Le schéma de la figure 6 indique les différentes connexions de l'usine génératrice et de la ligne de départ ; la légende indique la signification des différentes lettres portées sur cette figure. Les appareils généraux de commande et de réglage au départ de la ligne, voltmètre, ampèremètre, compteur et interrupteur de court-circuit, sont disposés sur un tableau-armoire.

(A suivre.)

Jean Reyval.

TÉLÉGRAPHIE RAPIDE SYSTÈME POLLAK ET VIRAG (*fin*)[1]

Le système Pollak et Virag, qui peut répondre à toutes les exigences, a fait ses preuves dans divers essais officiels. Ces essais ont été faits entre Budapest et Pozsony (Pres-

[1] *Eclairage Électrique*, tome XLIX, 29 décembre 1906, page 486.



bourg), sur une ligne de 218 kilomètres, ainsi qu'entre Berlinet Kœnigsberg, sur une ligne de 710 kilomètres.

La ligne de Budapest à Pozsony consiste en deux fils de cuivre de 3 millimètres de diamètre, ayant une résistance de 2,5 ohms par kilomètre. La résistance totale de la ligne, dont la longueur est d'environ 218 kilomètres, s'élève à 1360 ohms en y comprenant la résistance des petits fils qui la constituent à l'intérieur de la ville. Ce circuit est établi le long d'une voie ferrée, sur des poteaux portant de 3 à 5 autres fils téléphoniques ; de l'autre côté sont les fils télégraphiques.

Le télégraphe rapide Pollak-Virag fut mis en fonctionnement, sur cette ligne, du 24 octobre au 15 décembre, afin de procéder à des expériences pratiques. Des télégrammes furent transmis, avec les meilleurs résultats, de Pozsony à Budapest ; les essaient avaient lieu chaque jour, durant trois ou quatre heures, après neuf heures du soir.

Les appareils employés et qui comportaient les derniers perfectionnements du système de télégraphe rapide Pollak-Virag ont délivré les télégrammes écrits en italique, sur une bande de papier de 70 millimètres de largeur, suivant des lignes transversales de 60 millimètres de longueur. Deux circuits étaient employés pour obtenir cette écriture en italique : l'un était formé par ces deux fils téléphoniques, l'autre par ces deux fils réunis en parallèle avec la terre. L'un de ces circuits servait à la formation des composantes verticales, et l'autre à la formation des composantes horizontales des lettres. L'appareil permit de transmettre par heure, entre les deux stations, 45 000 mots qui furent reçus exactement et clairement. La manipulation de l'appareil parut simple durant toute la période des expériences, quoique les conditions atmosphériques fussent très variables ; une correction ou un réglage fut rarement nécessaire.

Les expériences faites avec la machine à perforer démontrent que l'on peut, avec une habileté ordinaire, perforer correctement 2 000 mots par heure.

Les expériences faites en Allemagne furent effectuées sur deux lignes à deux fils de bronze, entre Berlin et Kœnigsberg, en présence des représentants officiels de l'Administration des Postes et Télégraphes.

L'une de ces deux lignes à deux fils sert aux communications téléphoniques et est supportée, avec d'autres lignes téléphoniques à deux fils, par des poteaux affectés seulement à la téléphonie. Elle a une longueur de 710 kilomètres ; la résistance de chacun des fils (4 millimètres 1/2 de diamètre) étant d'environ 1 100 ohms. Chacun des télégrammes d'essais envoyés sur cette ligne par le télégraphe rapide était reçu en bonne écriture, que la transmission fût faite de jour ou de nuit, dans des conditions atmosphériques variables. Le plus grand nombre de mots transmis par heure durant la période d'expériences fut d'environ 40 000.

Le fonctionnement de ces appareils de télégraphie rapide ne fut pas affecté par les lignes téléphoniques voisines, mais, d'autre part, la ligne Pollak-Virag produisit des troubles d'induction sur toutes les lignes téléphoniques, et dans quelques-unes de celles-ci, les communications téléphoniques furent très altérées.

La seconde ligne d'expériences consistait en deux fils télégraphiques de bronze, de 3 millimètres de diamètre, fixés aux poteaux téléphoniques ordinaires et reliés de manière à former une ligne à deux fils, dans laquelle une section souterraine de la ligne (à l'exception de 170 mètres de fil isolé à la gutta) était disjointe et remplacée par un fil aérien. La longueur de la ligne à deux fils ainsi constituée était d'environ 600 kilomètres, chacun des deux fils ayant une résistance d'environ 1 700 ohms.

Les mêmes appareils de télégraphie rapide de MM. Pollak et Virag fonctionnèrent con-



venablement sur cette ligne et donnèrent à la réception une écriture très nette, quoique, de temps à autre, plusieurs ou tous les autres fils télégraphiques voisins fussent en service. Les télégrammes arrivèrent sans erreurs. Une fois, l'appareil fonctionna sans interruption pendant cinq minutes; dans cette dépêche d'environ 2 800 mots, quelques rares endroits étaient illisibles; cela était dû probablement au fonctionnement du moteur, qui était trop usagé et quelquefois tournait trop lentement, et à une altération du ruban de papier. La vitesse que présentèrent les transmissions expérimentales atteignit environ 32 000 mots par heure. On ne constata pas de phénomènes d'induction dans les fils télégraphiques voisins.

La manipulation du transmetteur, ainsi que celle du récepteur qui, durant les essais, étaient manipulés par M. Pollak lui-même, ne sembla présenter aucune difficulté ; il en fut de même pour le perforateur, qui se présente comme une machine à écrire et que l'on actionne de la même manière. Autant qu'on put l'observer, la machine à perforer fonctionne sans fautes. Le développement photographique de l'écriture, dans l'appareil automatique à développer du récepteur, s'effectue avec régularité.

Le document allemand contient un passage qui mérite plus particulièrement notre attention et dans lequel on signale que pour quelques lignes téléphoniques les communications furent très altérées par la ligne Pollak-Virag. Il semble que ces altérations sont uniquement dues à la mauvaise disposition de ces lignes téléphoniques. D'ailleurs dans les expériences entre Berlin et Francfort-sur-Mein, sur une longueur de 550 kilomètres, rien de pareil ne fut constaté, et, de même, les expériences qui ont eu lieu l'année dernière pendant plusieurs mois entre Paris et Lyon n'ont donné lieu à aucun trouble sérieux, comme le prouve le texte suivant du rapport du Comité technique :

« Un fait à noter est l'immunité complète du système contre les courants terrestres et « ceux du voisinage ; d'autre part, le travail du Pollak est perçu très nettement sur le circuit « voisin, mais il n'apporte aucun trouble dans la communication téléphonique. Lors de son « essai, la mise en route a été pour ainsi dire instantanée et le fonctionnement régulier « immédiat.

« En résumé, cet appareil réalise un progrès très marqué sur les appareils similaires, et « la vitesse de transmission (40 000 mots par heure) dépasse celle de tous les autres appa- « reils connus. »

Nous pouvons ajouter que ces expériences ont eu lieu sur deux lignes Paris-Lyon : l'une de 522 kilomètres en fil de 4 millimètres de diamètre, résistance 751 ohms, capacité 7/5 microfarad. L'autre de 519 kilomètres en fil de 3/5 millimètres, résistance 487 ohms, capacité 4/664 microfarad. Les deux fils étaient donc suffisamment différents et néanmoins aucun trouble ne fut constaté.

Si nous passons maintenant à l'examen des conditions de service pratique du système Pollak-Virag, il nous faut tout d'abord remarquer que l'on ne peut pas employer avec ce système les lignes de fil de fer en usage avec les appareils télégraphiques actuels.

En effet de telles lignes, comme on peut bien le penser, ne permettent pas le passage de 300 à 400 émissions de courant par seconde, c'est-à-dire un nombre analogue à celui d'une communication téléphonique.

Il faut donc recourir à des lignes téléphoniques en cuivre ou bronze pour la transmission des télégrammes rapides. Nous nous empressons d'ajouter qu'il n'est pas nécessaire que ces lignes soient préservées du phénomène d'induction comme devraient l'être les lignes téléphoniques, car les appareils Pollak-Virag, ainsi que l'on peut s'en rendre compte par les schémas que nous avons publiés, possèdent des téléphones dans lesquels les effets d'induction s'éliminent par la disposition même des circuits. Ils sont donc relativement insen-



sibles aux influences inductives, comme d'ailleurs l'ont prouvé les expériences, surtout celles faites dans ce but en Allemagne entre Berlin et Francfort-sur-Mein sur une longueur de 550 kilomètres.

Toutefois les avantages économiques du système ne sont pas altérés par l'emploi de lignes de cuivre, car en réalité le système Pollak-Virag procure une économie considérable sur l'établissement des lignes, puisqu'il permet, avec deux fils, de transmettre une même quantité de mots que le système Hughes, par exemple, permet à peine, en employant 20 fils.

L'économie principale du système Pollak-Virag réside cependant surtout dans la réduction considérable de personnel et de main-d'œuvre. Pour nous en rendre compte, examinons le tableau suivant, qui offre une comparaison des quatre systèmes actuellement en usage : Morse, Hughes, Baudot, et Pollak-Virag, en ce qui concerne leur production, leur capacité et le prix de revient de la transmission des dépêches, à l'aide de chacun de ces systèmes.

Il a été admis comme base de calcul, que 6 000 mots taxés doivent être transmis par heure entre deux stations. Cela fait avec les appels, préambules, ordres de service, etc., 11 à 12 000 mots à transmettre effectivement. Les dépenses, pour l'entretien de la ligne de 500 kilomètres de longueur, et pour l'intérêt du capital investi, sont évaluées à 6 000 francs ; les frais par employé seraient de 2 400 francs par an, et pour les auxiliaires de 1 500 francs.

Pour le système Morse, ainsi que pour l'appareil Hughes, il faut deux employés par ligne, tandis que pour le Baudot, où 4 appareils peuvent travailler en même temps, il faut huit employés pour transmettre 5 000 mots à l'heure pour une ligne, soit 16 pour deux lignes et 4 dirigeurs, en tout 20 employés et 6 auxiliaires pour les expéditions, etc.

Pour le système Pollak-Virag, il faut le travail simultané de l'employé transmetteur, de l'employé récepteur et de sept employés perforateurs et 6 auxiliaires. Comme l'appareil a une capacité de 40 000 mots à l'heure, il en résulte que, pour 6 000 mots taxés à l'heure, les employés transmetteur et récepteur resteront libres pendant 28/40 soit environ 3/4 d'heure pour aider à perforer les rubans des différentes dépêches. Il est également à remarquer que dans le cas, où une partie de la grosse clientèle, comme, par exemple, la presse et la banque, préparerait chez elle les rubans perforés en les apportant à la place de textes écrits au bureau de télégraphe, le nombre des employés perforateurs pourrait être encore réduit dans une forte proportion.

Mais même dans les conditions envisagées le tableau suivant démontre la grande supériorité du système Pollak-Virag :

SYSTÈME	PRODUCTION et CAPACITÉ EN MOTS par appareil et par heure.	LA TRANSMISSION DE 6 000 MOTS A L'HEURE EXIGE					
		NOMBRE DES			DÉPENSES POUR		TOTAL PAR AN
		lignes.	employés.	Auxiliaires.	lignes.	employés et auxiliaires.	francs.
Morse	5 à 600	20	40	6	120 000	105 000	225 000
Hughes	1 200	10	20	6	60 000	57 000	117 000
Baudot	5 000	2	20	6	12 000	57 000	69 000
Pollak-Virag	40 000	2	2	13	12 000	24 300	36 300

Ce tableau serait encore tout autre, si l'on pouvait l'appliquer à une ligne d'un trafic



beaucoup plus intense. En effet, le nombre d'employés dans le système Pollak-Virag ne se modifierait que pour les opérateurs chargés de la perforation des bandes, tandis qu'un employé suffit entièrement à la station réceptrice. Or la perforation est le plus simple et le plus rapide de tous les travaux qui viennent en question et elle se fait aussi rapidement que le travail sur une machine à écrire. Elle ne demande donc aucune notion préliminaire, mais seulement une habileté manuelle.

Comme d'autre part le système n'exige aucune marche synchronique des appareils, ce qui serait indispensable pour tout autre télégraphe imprimeur, les manipulations de l'employé-expéditeur sont également très simples.

Par conséquent le système Pollak-Virag permet l'emploi d'une main-d'œuvre à bon marché.

Il en résulte en définitive la possibilité d'une réduction très notable des tarifs. Or cette dernière amènera la création de nouvelles sources de trafic et de recettes qu'il nous est impossible de passer sous silence. Nous voulons parler des *lettres-télégrammes* qui sont presque impossibles sous l'ancien régime, ainsi que des *dépêches circulaires,* la même dépêche pouvant être expédiée simultanément dans n'importe combien de directions et de stations distinctes en quelques secondes au moyen du même ruban perforé, sans autre travail manuel, ni préparation ultérieure.

Dès que l'emploi de la correspondance télégraphique sera rendu possible par le bon marché des communications, elle prendra certainement un développement rapide, surtout dans toutes les relations où le trafic postal prend plus d'une demi-journée, une nuit par exemple, c'est-à-dire principalement dans le trafic international. Cela constitue en même temps un changement très favorable au point de vue des recettes et des bénéfices de l'administration des télégraphes. En effet, avec les tarifs élevés actuels, le public se contente de courtes dépêches. Or il est démontré qu'avec les systèmes actuels, chaque télégramme court représente pour l'administration une perte effective. Dans le budget anglais, où l'on ne craint pas de présenter le déficit annuel provenant du service télégraphique, ce déficit a déjà dépassé 20 millions fr. par an, avec 673 642 kilomètres de lignes et 42 039 appareils télégraphiques dont seulement 5 901 Morse. En France, le budget ne porte que les résultats d'ensemble des postes, télégraphes et téléphones ; le déficit des deux derniers services est donc masqué par les bénéfices réalisés dans le service des postes. D'après divers renseignements, nous ne devons pas nous tromper beaucoup en estimant pour 1903 le déficit des télégraphes français (France et Algérie) à 9 millions par an, avec 700 000 kilomètres de lignes et 18 992 appareils dont 13 354 Morse. Suivant le rapport officiel n° 2094 (p. 113) adressé au Parlement pour l'exercice 1905 le déficit des Télégraphes fut en France : 9 777 983 fr. et le déficit des Téléphones : 1 980 734 fr. ; en face des excédents de recettes des Postes de 75 471 021 fr.

Avec le télégraphe rapide, ces déficits se changeraient rapidement en bénéfices. En effet, aussitôt que les tarifs pourront être abaissés de telle sorte que l'on puisse expédier des dépêches jusqu'à 50 mots, c'est-à-dire de véritables lettres, pour 0 fr. 50, et jusqu'à 100 mots, pour 1 franc, les petites dépêches disparaîtront rapidement, car leur usage n'a été imposé que par les tarifs élevés actuels.

Ces lettres-télégrammes pourront être apportés au bureau préalablement perforés à domicile, quand l'expéditeur sera une grande administration ou une grande maison de commerce. Pour le reste du public, qui ne pourra pas se procurer une machine à perforer, on installerait dans les bureaux de postes des employés spéciaux chargés de perforer les lettres-télégrammes contre une rémunération minime.



Prenons comme exemple la ligne Paris-Dijon-Lyon-Marseille avec un appareil complet dans chacune de ces quatre villes. Il faudra quatre fois deux, soit huit employés, et avec la relève 16 employés; on peut les compter à 3 000 francs par an, soit ensemble 48 000 francs pour transmettre un total de 4 000 lettres-télégrammes par jour. Or si l'on n'expédiait à chacune des 4 stations dans les deux sens que 25 lettres-télégrammes à 1 franc par jour, c'est-à-dire 200 lettres en tout, la recette annuelle de 300 jours serait déjà de 60 000 francs, ce qui couvrirait largement le prix de revient, et le trafic pourrait devenir vingt fois plus considérable sans la plus petite dépense supplémentaire.

Dans les relations internationales, les résultats seraient encore beaucoup plus remarquables, sans compter que les lignes et appareils pourraient en outre réaliser un bénéfice considérable grâce au trafic fourni par la presse pendant les heures de la nuit.

Ces chiffres se passent comme on voit de tout commentaire et en considérant les faits, nous devons reconnaître que le télégraphe rapide Pollak-Virag constitue une invention fort ingénieuse qui peut avoir de grandes conséquences à tous égards.

Désiré KORDA.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Sur la formation et le spectre de la vapeur métallique dans l'étincelle électrique.* — B. Walter.** — *Annalen der Physik*, novembre 1906.

Des expériences faites par Kowalski et Huber ont montré, après celles de Schuster et de Hemsalech, que l'apparence du spectre de l'étincelle varie quand on indroduit de la self-induction dans le circuit de décharge d'une bouteille de Leyde. Ces physiciens employaient des électrodes en alliage de cuivre et de zinc (laiton) ou de cuivre et de magnésium : ils ont trouvé que, quand on intercale de la self-induction dans le circuit de décharge, il disparaît un plus grand nombre de raies du spectre dans le cas où les électrodes sont en métaux purs que dans le cas où elles sont en alliage de métaux. Les raies du cuivre disparaissent les dernières dans les deux cas, quand on augmente la valeur de la self-induction.

L'auteur a repris ces expériences avec des électrodes en alliage de cuivre et de zinc (laiton) et n'a pas constaté le premier résultat indiqué : quelle que fut la valeur de la self-induction, les raies du cuivre et du zinc n'étaient jamais plus fortes dans le spectre de l'étincelle jaillissant entre électrodes de laiton que dans le spectre de l'étincelle jaillissant entre électrodes de métaux purs. Le tableau I indique nettement ce résultat et donne les intensités, évaluées de la façon ordinaire, de différentes raies du zinc et du cuivre dans les deux cas. La capacité de la batterie employée était de 2,06 . 10^{-9} farad et la self-induction de la bobine était de 0,0197 henry : la longueur de l'étincelle verticale était de 8 millimètres.

TABLEAU I

Intensité des raies du					
Cu	pour des électrodes en		Zn	pour des électrodes en	
λ	Cu	laiton.	λ	Zn	laiton.
3 274	100	100	4 810	10	2
3 248	100	100	4 722	20	3
3 036	8	8	4 680	10	1
2 961	30	20	3 345	60	40
2 824	20	15	3 303	50	30
2 766	10	8	3 283	40	10
2 618	20	15	3 074	20	10
2 545	5	3	3 036	8	2
2 492	20	15	2 801	20	10
2 442	10	8	2 771	10	5
2 369	20	15	2 756	5	2
2 294	10	8	2 558	15	15
			2 502	5	5

On voit que dans le spectre de l'alliage, aucune raie n'est plus forte que dans le spectre du métal pur ; au contraire plusieurs raies sont plus faibles, surtout pour le zinc. En prenant une électrode en cuivre et l'autre en zinc, on voit que les raies de ce dernier métal disparaissent plus rapidement que celles du cuivre quand la self-induction augmente de valeur. Il existe donc entre le cuivre et le zinc une différence particulière, à laquelle on doit attribuer le fait que les raies du spectre disparaissent plus vite pour le second métal que pour le premier lorsque l'on augmente la valeur de la self-induction.

D'après Kowalski et Huber, la différence existant entre les propriétés des deux métaux provient de ce que leurs points d'ébullition sont différents (920° pour le zinc et 2 100° pour le cuivre). Mais, si l'on prend une électrode en cuivre et l'autre en plomb, on constate que les raies du cuivre disparaissent plus vite que celles du plomb et que, quand toutes les raies du cuivre ont disparu, il reste encore une douzaine de raies très nettes de plomb. Or le point d'ébullition de ce métal est de 1 500°, c'est-à-dire bien inférieur à celui du cuivre. L'explication de Huber et Kowalski ne peut donc pas subsister, puisque dans un cas, c'est le métal ayant le plus bas point d'ébullition dont les raies disparaissent le plus vite tandis que, dans l'autre cas, l'inverse a lieu.

L'auteur a constaté nettement que le formation de vapeur métallique se produit presque uniquement au pôle négatif de l'éclateur : par conséquent la formation de vapeur ne dépend pas seulement de causes calorifiques, mais l'électricité joue, pour cette formation, un rôle très important. La pulvérisation cathodique des métaux montre une action nette de l'électricité, et on arrive à la conclusion que, dans l'étincelle électrique, les raies prédominantes sont celles du métal qui, dans les conditions de l'expérience, présente le plus facilement le phénomène de la pulvérisation cathodique.

Pour élucider ce point, l'auteur a employé trois tubes cylindriques de 15 centimètres de longueur et 1 centimètre de diamètre intérieur dans lequel étaient fixés comme électrodes deux fils de 2 centimètres de longueur et de deux millimètres de diamètre. L'un de ces fils était, dans tous les tubes, en aluminium : l'autre était en cuivre, en zinc ou en laiton. Les trois tubes étaient vidés à la même pression et étaient alimentés en série par le courant d'une bobine d'induction : le cuivre, le zinc et le laiton servaient de cathode. Après une série d'expériences, on ouvrait les tubes, et on enlevait le dépôt métallique au moyen d'acide sulfurique étendu. Les résultats ainsi obtenus ont été les suivants : pour une pression de 21^{mm},5 un courant de 1 milliampère n'a produit aucun dépôt ; pour une pression de 5 millimètres et un courant de 2 milliampères, on constatait l'apparition d'un dépôt au bout de 3 600 milliampères-secondes dans les tubes à cathodes de cuivre ou de laiton, et au bout de 12 000 milliampères-secondes dans le tube à cathode de zinc. Mais l'auteur a constaté que, dès que le cathode en zinc avait atteint une certaine température, la pulvérisation du métal se produisait tout à coup avec une grande intensité. Tandis que, à froid, le dépôt de zinc était très inférieur au dépôt de cuivre, il était beaucoup plus épais lorsqu'une température élevée avait été atteinte. D'après ces résultats, on peut expliquer les différences signalées entre le cuivre et le zinc, puisque la présence de self-induction a pour effet de modifier la température de l'étincelle : pour une self-induction de 0,00351 henry par exemple, la vaporisation est plus forte à l'électrode de zinc ; pour une forte self-induction, au contraire, elle est plus forte à l'électrode de cuivre, pendant le passage de la décharge oscillante. La conclusion de l'auteur est que les particules métalliques provenant de la pulvérisation cathodique portent avec elles une charge électrique négative plus ou moins grande et conservent cette charge à proximité de l'électrode dont elles proviennent, pour la perdre ensuite peu à peu vers le milieu de l'étincelle. La lumière des raies propres de l'étincelle provient des particules métalliques incandescentes encore chargées d'électricité, tandis que la lumière des raies de l'arc proviennent des particules incandescentes qui ont perdu leur charge.

B. L.

Sur le radioactinium. — **O. Hahn.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 novembre 1906.

L'auteur a indiqué récemment les méthodes qu'il a employées pour isoler un nouveau produit de l'actinium et les propriétés radioactives



de ce corps qu'il a appelé radioactinium. Les expériences postérieures faites sur ce produit ont permis d'en déterminer les propriétés et les courbes expérimentales et théoriques qui indiquent nettement sa position intermédiaire entre l'actinium et l'actinium X.

Les expériences ont été faites aussi bien avec de l'actinium de Debierne qu'avec de l'actinium de Giesel (emanium); on n'a pas pu observer, d'ailleurs, de différence entre les propriétés radioactives de ces deux préparations. Si l'on cherche à dissoudre la poudre d'actinium dans l'acide chlorhydrique, on constate, dans la plupart des cas, l'existence d'un résidu qui ne se dissout pas : la quantité de ce résidu dépend de l'intensité et de la nature de l'acide et de la préparation employée. La partie non dissoute contient un nouveau produit radioactif, dont l'activité diminue de moitié au bout de 20 jours environ ; ce produit est le radioactinium.

Le radioactinium émet des rayons α qui sont capables d'ioniser l'air jusqu'à une distance de $4^{cm},8$ dans les conditions normales. L'action des rayons β est très faible au début et provient vraisemblablement de la présence d'un peu d'actinium B. Ce résultat est en concordance avec les résultats obtenus par Levin. L'activité α et surtout l'activité β d'une préparation de radioactinium croissent d'abord rapidement, puis plus lentement, et s'approchent d'un maximum. L'activité provenant de l'action des rayons α atteint son maximum un peu avant l'activité provenant des rayons β. Ensuite les deux activités décroissent ensemble, ainsi que le pouvoir d'émanation et suivent une loi exponentielle.

La période de décomposition du radioactinium est beaucoup plus lente que celle de l'actinium X. Cette activité ne s'annule jamais et il reste quelques centièmes d'activité résiduelle prouvant que la préparation contient toujours des traces d'actinium. Après soustraction de cette faible activité résiduelle constante, l'auteur a trouvé pour la diminution une loi nettement exponentielle. La constante de décomposition a pour valeur moyenne $0,413 . 10^{-6}$: la durée de demi-décomposition est donc de $1,68 . 10^{-6}$ secondes, ou 19,5 jours.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences pour déterminer la position du radioactinium dans la série de décomposition de l'actinium, et a trouvé qu'elle est la même que celle du radiothorium dans la série des produits de décomposition du thorium.

Connaissant la constante de décomposition du radioactinium et sa relation par rapport aux autres produits de l'actinium, l'auteur a pu calculer théoriquement les courbes de croissance et de décroissance de l'activité, aussi bien pour les rayons α que pour les rayons β. L'équation est la suivante

$$\frac{J_t}{J_0} = \frac{\lambda_1 P + k . \lambda_2 . Q}{n\lambda_1} = e^{-\lambda_1 t} + \frac{k\lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}(e^{-\lambda_2 t} - e^{-\lambda_1 t}),$$

P et Q étant les nombres d'atomes de radioactinium et d'actinium X existant au bout d'un certain temps après la préparation du radioactinium, λ_1 et λ_2 les constantes de décomposition du radioactinium et de l'actinium X. Un calcul simple conduit à attribuer à la constante k la valeur 3,72, pour une couche mince de radioactinium.

La comparaison entre les courbes obtenues expérimentalement et les courbes tracées théoriquement a montré qu'il y a une bonne concordance. Les différents résultats obtenus par l'auteur confirment bien l'hypothèse que le radioactinium est un produit compris entre l'actinium et l'actinium X.

B. L.

***Sur l'ionisation des gaz et des vapeurs salines.* — J.-G. Davidson.** — *Physikalische Zeitschrift*, 8 novembre 1906.

L'auteur a fait une série d'expériences détaillées sur la conductibilité des flammes, et a obtenu des résultats nouveaux et intéressants relatifs à l'ionisation de sels avec des fils de platine chauds. Les résultats obtenus dans les premières expériences ont été les suivants :

1° Dans une flamme Bunsen incolore ou colorée par l'adjonction de différents sels, on employa des cathodes en différents métaux : on obtint pratiquement la même intensité de courant quand les cathodes tubulaires étaient refroidies par une circulation d'eau ou quand elles étaient fortement chauffées ;

2° L'emploi comme cathode d'un fil de platine de 4 ou 5 centimètres de diamètre recouvert de sels alcalins ou alcalino-terreux permet d'obte-

nir dans la flamme, avec une f. é. m. de 300 volts, des courants de l'ordre de grandeur de 1/50 ampère;

3° Si l'on place la cathode dans le cône intérieur de combustion de la flamme Bunsen, on peut obtenir des intensités de courant beaucoup plus considérables, ne présentant pas trace de saturation.

D'après ces faits, l'auteur croit que l'ionisation dans une flamme repose sur une dissociation volumique produite par la chaleur, et que l'intensité de courant est d'autant plus grande que la cathode se trouve en contact plus intime avec les régions d'ionisation.

Les expériences qui ont conduit au premier résultat énoncé, ayant été renouvelées avec des tubes de cuivre, de fer, d'aluminium et de laiton, l'auteur a toujours trouvé ce résultat confirmé. Mais avec un tube de platine refroidi par un courant d'eau, il a constaté que les intensités de courant étaient toujours plus faibles avec le tube froid qu'avec le tube chaud, la différence atteignant 5 °/₀ dans la flamme incolore et s'élevant jusqu'à 50 °/₀ dans la flamme colorée. L'auteur pense que cette augmentation de courant provient de ce que la platine contient une certaine quantité de matière occluse, qui, expulsée par la température élevée, est ionisée comme dans la flamme.

L'auteur a fait ensuite des expériences pour voir si les phénomènes de conductibilité des flammes peuvent être obtenus uniquement à l'aide d'une température élevée et d'un champ électrique, et sans action chimique. Les électrodes employées consistaient en un tube de laiton et un fil de platine tendu suivant l'axe de celui-ci. Une batterie d'accumulateurs fournissait une f. é. m. de 550 volts environ. Les courants d'ionisation étaient mesurés avec un appareil d'Arsonval, donnant une déviation de une division pour un courant de $1{,}4 \times 10^{-7}$ ampères. En plaçant contre le tube chaud de très faibles quantités de sels alcalins ou alcalino-terreux, on obtenait entre les électrodes des courants d'intensité comprise entre 5 et 200 divisions. Avec des sels alcalins, on constatait que l'intensité de courant était plus grande quand les sels étaient placés sur l'anode; avec des sels alcalino-terreux au contraire, on obtenait le résultat inverse.

Ce résultat a conduit l'auteur à l'hypothèse suivante qui s'est montrée fertile. Les ions semblent se superposer très facilement à des particules ou à des molécules d'un sel volatilisé. On peut se représenter des aggrégats formés d'une telle particule de sel à laquelle se sont superposés plusieurs ions positifs et négatifs; ces ions ne seraient pas recombinés, mais seraient simplement maintenus par leurs forces d'attraction mutuelles. Plusieurs expériences faites par l'auteur ont confirmé cette manière de voir.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Machines electriques à grande vitesse *(fin)* (¹). — **S. P. Thompson.** — *Electrical Review*, 30 novembre 1906.

Formules de puissance. — L'auteur revient aux formules de puissance données au début pour les alternateurs : ces formules sont les suivantes :

$$d \cdot l = 6{,}25 \cdot \beta \cdot K \cdot V \cdot A$$

$$\beta = \frac{51 \cdot 10^6}{K \cdot B_g \cdot q \cdot \psi \cdot \nu}.$$

Le facteur K, qui apparaît au dénominateur, a une valeur comprise entre 1,11 et 1,06 suivant le facteur de forme de la distribution du flux magnétique et la concentration des enroulements. Si la distribution du flux magnétique est sinusoïdale dans l'espace, et si l'enroulement est concentré dans des encoches uniques, la valeur de 1,11 s'applique; si l'enroulement est distribué en 2, 3 ou 4 encoches par phase, les valeurs correspondantes de K sont 1,08, 1,07 et 1,06. Dans les alternateurs à faible vitesse, les faces polaires sont généralement concentriques à l'alésage du stator, mais ont les cornes polaires taillées en biseau pour graduer la diminution du flux. Dans les alternateurs à grande vitesse, il faut apporter une grande attention à la forme donnée aux pôles pour obtenir une distribution à peu près sinusoïdale du flux. Il est donc difficile d'indiquer des valeurs particulières du rapport de l'arc polaire au pas polaire. Si l'on atteint une distribution sinusoïdale, le rapport de la valeur moyenne du flux à son maximum est la valeur moyenne des sinus de tous les angles entre 0° et 90°, c'est-à-dire est de 0,634. En d'autres mots, si B_g repré-

(¹) *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 29 décembre 1906, page 496.



sente l'induction maxima, l'induction moyenne a pour valeur $B_g . \psi$, ψ étant le rapport de la valeur moyenne à la valeur maxima. En pratique, ψ est compris entre 0,6 et 0,7 : généralement il est voisin de 0,63. Une raison pour laquelle il est important d'abattre les cornes polaires pour obtenir une variation sinusoïdale est la nécessité de diminuer les pertes par hystérésis aux faibles charges. Pour les projets d'alternateurs, il est bon de s'appuyer sur la formule $d . l$, en employant le coefficient β de Steinmetz ; pour les machines à courant continu, il est meilleur de se servir de la formule en $d^2 . l$, en employant le coefficient ξ d'Esson : la raison en est que, dans le premier cas, la vitesse périphérique est le facteur le plus important, tandis que, dans le second cas, la question primordiale est celle de la commutation. On peut, dans le cas des alternateurs, fixer à priori, d'après les résultats d'expérience, tous les facteurs K, B_g, q, ψ et v, et le calcul du coefficient de Steinmetz et des dimensions d et l est facile.

Soit à établir par exemple un turbo-alternateur triphasé à 5 000 volts composés (c'est-à-dire 2 886 volts comme tension simple), 475 ampères par phase et 40 périodes par seconde. La puissance est de 4 120 kilovolts-ampères. La fréquence 40 conduit à l'une des vitesses suivantes : 2 400, 1 200 ou 800 tours par minute, avec inducteur bipolaire, tétrapolaire ou hexapolaire. Il est probable que le constructeur de turbines ne pourra pas établir une machine de 5 000 chevaux à 2 400 tours par minute et s'arrêtera plutôt à la vitesse de rotation de 1 200 tours par minute : l'alternateur devra donc être tétrapolaire. Comme résultats d'expériences, on adoptera les valeurs suivantes : $K = 1{,}08$; $B_g = 6\,700$; $q = 265$; $\psi = 0{,}63$; $v = 68$.

Le coefficient de Steinmetz a alors pour valeur $\beta = 0{,}64$, et l'on a $d \times l = 400$. Pour que v ne dépasse pas 68 mètres par seconde, le diamètre ne doit pas excéder 108 centimètres : si l'on prend $d = 107$ centimètres, la valeur de l est de 97 centimètres et le pas polaire est de $84^{cm},4$.

Dans les anciens alternateurs avec volant en fonte, il n'était pas prudent de dépasser la vitesse périphérique de 25 mètres par seconde. L'expérience a montré que l'induction dans l'entrefer ne devait pas dépasser 6 400 pour que les pertes à vide ne fussent pas trop élevées, et que la charge spécifique q ne devait pas excéder 260 ampères par centimètre sans que la chute de tension à pleine charge fût exagérée : le coefficient β était donc compris entre 2 et 2,5 dans ces machines. Avec les rotors spéciaux en acier qu'on emploie dans les turbo-alternateurs, on peut atteindre facilement des vitesses périphériques de 75 mètres par seconde et, toutes autres choses restant égales, le coefficient β tombe au tiers de la valeur précédente, c'est-à-dire qu'on peut construire des machines ayant, pour une même puissance, un tiers de la surface polaire précédente. Si l'on examine huit machines récentes, on trouve que les valeurs du coefficient de puissance sont les suivantes : 0,65 ; 0,76 ; 1,18 ; 0,74 ; 0,72 ; 0,86 ; 1,17 et 1,4.

Pour montrer la différence d'établissement des machines anciennes et actuelles, l'auteur cite comme exemple huit machines fournies par la Cie Westinghouse pour le chemin de fer de Manhattan, à New-York. Ces machines ont chacune une puissance de 5 000 kilowatts, possèdent 40 pôles, et tournent à la vitesse de rotation de 75 tours par minute. Le volant inducteur a $8^m,40$ de diamètre ; la longueur axiale des noyaux polaires est de 55 centimètres ; le produit $d . l$ a pour valeur 7,392 et β a pour valeur 1,48. La vitesse périphérique n'est que de $33^m,5$ par seconde, quoique toute la partie tournante soit en acier. Les turbo-alternateurs Westinghouse actuels de même puissance réalisent une économie importante, non seulement de cuivre et d'acier, mais de place et de fondations. Ils tournent à la vitesse de 1 000 tours par minute, et, pour un diamètre de $1^m,67$, la vitesse périphérique dépasse $85^m,3$ par seconde : le coefficient β a pour valeur 0,65.

Comme pour toutes les autres machines électriques, le projet d'un turbo-alternateur doit tenir compte de ce que la machine doit travailler à pleine charge d'une façon continue ou doit travailler sous une charge variable, la charge étant faible pendant la majeure partie du temps : dans ce dernier cas, les pertes dans le fer, à peu près constantes à toutes les charges, doivent être faibles ; dans le premier cas au contraire, elles peuvent être relativement élevées (égales, en fait, aux pertes dans le cuivre à pleine charge). Par suite, dans les machines de la première catégorie, on peut adopter des inductions plus élevées, la charge spécifique peut être plus

grande et la chute de tension due à la distorsion peut être faible. Évidemment, l'échauffement est plus grand et il faut prévoir une ventilation convenable, mais, si la ventilation est bonne, la valeur du coefficient β est réduite par l'emploi de valeurs élevées de B_g et de q, et les dimensions de la machine sont également réduites.

Détails de construction. — L'auteur étudie les modifications introduites dans la construction des inducteurs par la nécessité d'une grande résistance contre les forces centrifuges et d'un équilibrage méticuleux. Dans les anciens types d'alternateurs, les différents noyaux polaires étaient massifs ou feuilletés et étaient fixés par des vis sur un volant inducteur. Dans les turbo-alternateurs, les pôles, le volant et l'arbre ne peuvent pas être rapportés les uns sur les autres et doivent constituer une seule pièce. L'inducteur est un rotor massif contenant les enroulements magnétisants, et est à peine reconnaissable à première vue. Dans les machines Parsons de construction récente, l'inducteur est un noyau massif en acier de section cruciforme. Sur chaque noyau est fixée une bobine excitatrice formée d'une bande de cuivre. De fortes masses polaires maintiennent ces bobines qui sont en outre tenues en place par des pièces en bronze boulonnées dans la masse du rotor en acier. L'arbre est en deux parties entrées à la presse hydraulique aux deux extrémités du rotor. Les surfaces polaires ne sont pas concentriques à l'alésage du stator: leurs bords sont abattus pour assurer une meilleure répartition du flux. La surface polaire est elle-même divisée par un nombre de canaux creusés à intervalles réguliers, et ménageant entre eux des nervures plus saturées que le reste du noyau; ce dispositif a pour but d'éviter la distorsion du flux. L'induit fixe, formé de tôles, est muni d'un grand nombre de canaux de ventilation, dans lesquels circule un courant d'air qui refroidit les enroulements: une sorte de cheminée ménagée à la partie supérieure de la carcasse permet l'échappement de l'air: l'intérieur de cette carcasse porte des chicanes qui dirigent convenablement le courant d'air. Les turbo-alternateurs Brown-Boveri ont pour rotor un cylindre massif en acier portant à ses extrémités deux trous dans lesquels on emmanche à la presse hydraulique les deux moitiés de l'arbre. Huit canaux circulaires d'environ $2^{cm},5$ de largeur sont creusés sur la surface du cylindre d'acier: des encoches longitudinales profondes reçoivent les enroulements, et les encoches sont fermées par des coins au-dessus des bobines. Les extrémités de l'enroulement sont revêtues de calottes en bronze portant des ailettes de ventilateur qui assurent la circulation de l'air. Le courant d'excitation est amené par des frotteurs et par deux bagues en acier placées de part et d'autre du rotor. La surface extérieure du rotor est absolument continue. Des trous ménagés dans le noyau en acier et dans les calottes en bronze permettent l'introduction de masses en plomb pour l'équilibrage: on équilibre le noyau avant de le bobiner et après l'avoir bobiné. Un alternateur Brown triphasé de 1 000 kilowatts à 1500 tours par minute, établi pour fournir 289 ampères sous 200 volts, a une vitesse périphérique de 64 mètres par seconde; le diamètre est de $83^{cm},5$; la longueur du noyau est de 64 centimètres. La valeur moyenne de l'induction sur la face polaire a pour valeur 5 200. Le stator porte 48 encoches contenant chacune quatre conducteurs. Le rotor a quatre pôles, avec six larges encoches entre chaque pôle et les pôles voisins; les enroulements inducteurs de chaque pôle sont contenus dans trois encoches de chaque côté du pôle. Chaque pôle comprend donc un noyau central entouré par le maximum de tours inducteurs, et des parties voisines entourées par un nombre plus faible de tours inducteurs. Cette disposition permet d'obtenir une distribution à peu près sinusoïdale du flux. La ventilation a été très sérieusement étudiée: on se rend compte de l'importance de cette question si l'on songe que, dans l'alternateur cité, 1 340 chevaux sont convertis en énergie électrique dans un stator contenant environ 67 000 centimètres cubes de fer et de cuivre. Si, par suite d'un court-circuit, la puissance totale produite pouvait être concentrée sur le métal du stator, la chaleur développée suffisait pour porter au rouge toute la masse en l'espace de trois minutes. Si, 1 °/₀ seulement de l'énergie produite était convertie en chaleur dans le cuivre et dans le fer, la surface extérieure serait tout à fait insuffisante pour permettre un refroidissement tel que la température n'excède pas les limites admissibles. On voit donc la nécessité qu'il y a à obtenir une circulation d'air parfaite.

Pour terminer, l'auteur cite quelques valeurs des facteurs d'utilisation spécifique qui sont la



densité de courant, l'induction et la vitesse périphérique : le produit de ces trois facteurs donne le nombre de watts par centimètre carré de ceinture active. Le tableau suivant indique ces valeurs.

TYPE DE MACHINE	WATTS PAR CMC.
Machines à faible vitesse.	
Oerlikon. . . ATB 72 — 1,500 — 83	4,6
Heyland. . . ATB 64 — 760 — 94	4,55
Oerlikon. . . ATB 10 — 290 — 600	5,2
Brown.. . . ATB 28 — 1,640 — 180	3,75
Kolben. . . AQB 96 — 3,500 — 75	3,66
Westinghouse. AQA 62 — 1,500 — 116	5,2
Turbo-Alternateurs.	
Parsons. . . ATB 4 — 3,500 — 1,200	12
Westinghouse. ATB 4 — 1,800 — 1,500	13,7
Brown.. . . ATB 4 — 1,000 — 1,500	18,5
B.T.-H. C°. . ATB 6 — 1,880 — 1,000	10,8
B.T.-H. C°. . ATB 6 — 1,500 — 1,500	10
Dick, Kerr. . ATB 4 — 1,000 — 1,500	8,1
Dick, Kerr. . ATB 4 — 3,000 — 750	7,8
Dick, Kerr. . AQB 6 — 3,000 — 1,200	13,6
Oerlikon. . . ATB 2 — 1,500 — 1,500	7,5

R. V.

***Emploi de courant monophasé avec une source triphasée.* — A. Still.** — *The Electrician*, 9 novembre 1906.

Lorsqu'on dispose de courants triphasés et que l'on veut employer du courant monophasé pour l'éclairage ou pour toute autre application, on peut se brancher sur une phase seulement ou entre un des conducteurs triphasés et un quatrième conducteur relié au point neutre, si les enroulements du générateur sont connectés en étoile. On peut aussi, au moyen de transformateurs, utiliser deux ou même trois des phases primaires pour obtenir du courant monophasé. L'auteur étudie les rendements relatifs des différents montages que l'on peut adopter en utilisant une, deux ou trois phases primaires.

L'auteur considère rapidement d'abord les résultats obtenus quand on prend du courant monophasé sur un générateur triphasé en utilisant un, deux ou trois des enroulements induits.

Courant monophasé pris sur un générateur triphasé. — Le diagramme de la figure 1 représente les amplitudes relatives et les phases des f. é. m. dans les enroulements d'un générateur triphasé. Les vecteurs AB, BC et CA ont tous même longueur et représentent E volts; si l'on tient compte de la direction des flèches, on voit que l'angle de phase entre deux vecteurs est de 120°, ou un tiers de la période complète. Les trois combinaisons que l'on peut employer pour obtenir du courant monophasé sont les suivantes :

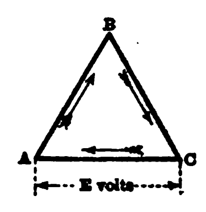


Fig. 1.

1° Une phase seule est employée ; CA par exemple. On a E volts comme tension disponible en monophasé ;

2° Deux phases sont connectées en série comme l'indique la figure 2 ; par exemple CA est combinée avec AB inversée, et l'on a $CB' = \sqrt{3} . E$ comme tension disponible en monophasé ;

3° Les trois phases sont connectées en série, comme l'indique la figure 3 : par exemple BC et CA sont combinées avec AB inversée, et l'on a $BB' = 2E$ comme tension disponible en monophasé.

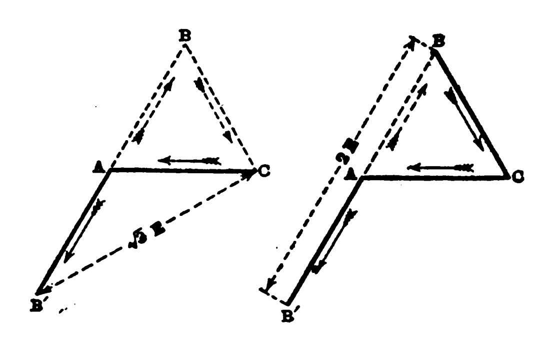


Fig. 2. Fig. 3.

L'auteur suppose que la puissance débitée est la même dans les différents cas, et il calcule les pertes totales dans le cuivre.

Soit C le courant dans l'induit (connecté en triangle) et E la tension entre phases. La puissance débitée par la machine triphasée est $W = 3EC$ pour un facteur de puissance égal à l'unité. Soit R la résistance d'un quelconque des trois enroulements : les pertes dans le cuivre ont pour valeur $3RC^2$. On supposera cette quantité

égale à l'unité pour les comparaisons qui suivent.

1[er] Cas. — On utilise une seule phase. La puissance C_1E doit être égale à 3EC, C_1 étant le courant débité par un groupe de bobines seul pour avoir du courant monophasé. On a donc $C_1 = 3C$ et les pertes dans le cuivre C_1^2R ont pour valeur $9C^2R$: elles sont donc trois fois plus grandes que quand la machine fournit des courants triphasés.

2[e] Cas. — On utilise deux phases. On a :

$$C_2 \times \sqrt{3}\, E = 3EC$$
$$C_2 = \sqrt{3}\, C.$$

Les pertes dans le cuivre ont pour valeur :

$$C_2^2 \times 2R = 6C^2R$$

elles sont donc égales au double des pertes primitives.

3[e] Cas. — On utilise trois phases. On a :

$$C_3 \times 2E = 3EC$$
$$C_3 = (2/3)\, C.$$

Les pertes dans le cuivre ont pour valeur :

$$C_3^2 \times 3R = (9/4)\, 3RC^2.$$

les pertes sont donc 2 fois 1/4 plus grandes que primitivement.

On voit donc que le 2[e] cas conduit aux meilleurs résultats. Il est toutefois important de ne pas perdre de vue que dans le troisième cas seul tout le cuivre de l'induit est utilisé, et l'échauffement *local* des bobines est plus grand dans le cas 2 que dans le cas 3 : dans le 1[er] cas, la chaleur qu'une seule bobine doit dissiper est 9 fois plus considérable que quand la machine débite des courants triphasés.

Si l'on ne peut pas modifier les connexions entre enroulements du générateur ; si, par exemple la machine doit fournir d'une part des courants triphasés et d'autre part du courant monophasé, on doit employer un transformateur pour obtenir les combinaisons de f. é. m. indiquées par les figures 2 et 3 et aussi pour prendre du courant sur une seule phase si, comme c'est généralement le cas, la tension E de la machine ne convient pas pour le courant monophasé dont on a besoin.

Transformateurs permettant d'obtenir du courant monophasé sur une source triphasée. — Le prix d'un transformateur dépend presque exclusivement de la quantité de fer des noyaux et de la quantité de cuivre des bobines. Si l'on suppose que le poids de ces matériaux reste le même dans tous les cas, et si l'on calcule les pertes relatives dans le cuivre pour la même puissance totale dans chaque cas, on arrive aux résultats suivants :

1[er] Cas. — Le courant primaire étant pris sur une seule phase, le transformateur est du type ordinaire monophasé : il est représenté par la figure 4. Soit N le flux magnétique total dans le noyau et T le nombre de tours de chacune des deux bobines (supposées connectées en série) : la tension produite dans les enroulements à une fréquence constante est représentée par l'expression 2KNT.C, C étant le courant dans les enroulements et K un facteur constant de proportionnalité.

En ce qui concerne les pertes dans le cuivre, la longueur total et la section du fil des bobines seront supposées constantes dans tous les cas ; les pertes dans le cuivre sont proportionnelles à C^2. On représentera par le chiffre 3 les pertes correspondant au 1[er] cas, pour plus de commodité dans la comparaison des résultats avec ceux obtenus pour le générateur dans les mêmes conditions.

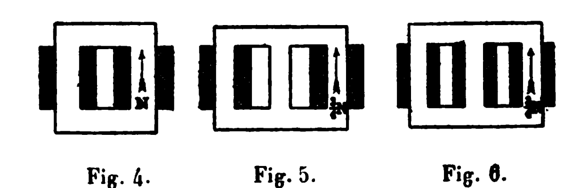


Fig. 4. Fig. 5. Fig. 6.

2[e] Cas. — La disposition du transformateur est représentée par la figure 5 : il y a trois noyaux d'égale section dont deux sont bobinés. La section d'un noyau est plus faible que dans le premier cas si le poids de fer reste le même. On ne peut faire que des calculs approximatifs ; on supposera que les noyaux de l'appareil (fig. 5) ont une section égale aux 3/4 de la section des noyaux du transformateur précédent. Pour les mêmes pertes par hystérésis et par courants de Foucault (c'est-à-dire pour la même induction) le flux magnétique total dans chaque noyau doit avoir pour valeur $N_2 = 0{,}75$ N. En ce qui concerne les enroulements, la section du noyau étant plus faible, le nombre de tours T_2 sur chaque bobine doit être plus grand que dans le cas précédent, la proportion exacte dépendant des dimensions et du modèle du transformateur ; on

peut prendre $T_2 = 1,1\ T_1$ si la longueur totale et la section du fil restent les mêmes que précédemment (et par suite son poids et sa résistance). Soit C_2 le courant dans les enroulements : on peut écrire les relations suivantes :

$$\text{Puissance} = \sqrt{3}\, KN_2T_2 \,.\, C_2$$
$$= \sqrt{3}\, K \,.\, 0,75\, N \,.\, 1,1\, T \,.\, C_2$$
$$= 1,43 \,.\, KNT \,.\, C_2.$$

Donc, pour la même puissance que précédemment, on a :

$$C_2 = (2/1,43)\, C = 1,4\, C.$$

Les pertes dans le cuivre ont alors pour valeur :

$$3 \times (1,4)^2 = \text{app}^t\ 6.$$

3e Cas. — Le circuit magnétique est le même que dans le cas précédent, mais les noyaux portent trois bobines, le nombre de tours de chacune d'elles étant réduit à peu près dans le rapport 2/3. On a donc les relations suivantes :

$$\text{Puissance} = 2 \,.\, KN_2 (2/3)\, T_2 \,.\, C_3$$
$$= 2K \,.\, 0,75\, N \,.\, (2/3) \,.\, 1,1\, T \,.\, C_3$$
$$= 1,1 \,.\, KNT \,.\, C_3.$$

Pour la même puissance que dans le 1er cas, on a :

$$C_3 = (2/1,1)\, C = 1,82\, C.$$

Les pertes dans le cuivre ont donc pour valeur :

$$3 \times (1,82)^2 = \text{app}^t\ 10.$$

Si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus pour les pertes relatives dans les enroulements du générateur, quand la machine fournit seulement du courant monophasé, on voit que, si les pertes sont les mêmes pour le générateur et le transformateur dans le 1er cas, elles sont dans le rapport 2/6 dans le 2e cas et dans le rapport 2,25/10 dans le 3e cas.

Si l'on considère les pertes combinées dans le générateur et dans le transformateur, on voit un avantage évident dans la disposition d'enroulement du 2e cas par rapport à la disposition qui utilise les trois phases (3e cas), parce que les pertes sont plus petites aussi bien dans le générateur que dans le transformateur. En comparant les cas 1 et 2 il est impossible d'arriver à une conclusion générale définie, puisque les pertes dans le transformateur sont moindres dans le 1er cas et que les pertes dans le générateur sont moindres dans le 2e cas.

Pour pouvoir déterminer quel est le montage qui conduit au minimum des pertes, c'est-à-dire au rendement combiné le plus élevé, il est nécessaire de connaître les dimensions respectives du générateur et du transformateur et la proportion relative de la charge monophasée et de la charge triphasée supportées simultanément par le générateur ou le groupe de générateurs. Il est évident que dans tous les cas où la charge triphasée est importante relativement à la charge monophasée, il est avantageux d'employer un transformateur monophasé ordinaire relié à une seule phase : on réalise, en employant ce montage (1er cas), une économie considérable dans le transformateur, tandis que les pertes additionnelles C^2R dans une phase des enroulements du générateur représentent une faible proportion des pertes totales du générateur dues à la charge triphasée.

Pour fixer les idées sur ce point, on peut étudier dans les cas 1 et 2 les valeurs des pertes dans un générateur fournissant du courant monophasé en supplément de sa charge triphasée. Il n'est pas nécessaire de considérer le troisième cas, puisque cette méthode est désavantageuse aussi bien au point de vue des générateurs que des transformateurs.

Pertes dans un générateur fournissant simultanément des courants triphasés et monophasés. — Le montage correspondant au 1er cas est indiqué sur les figures 7 et 8 : un transformateur monophasé est branché sur une phase seulement. Sur le diagramme de la figure 8, C_1, C_2 et C_3

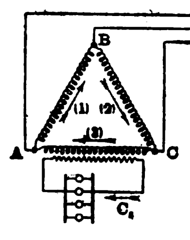




Fig. 7.

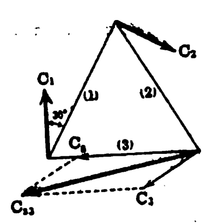


Fig 8.

sont les courants dans chacun des trois enroulements (en triangle) du générateur dus à la charge triphasée équilibrée. Le facteur de puissance de la charge triphasée, dans cet exemple et dans le suivant, a par hypothèse la valeur 0,866, ce qui correspond à un angle de 30° entre les vec-

teurs de courant et de f. é. m. La charge monophasée, qui est généralement une charge de lampes, est supposée avoir un facteur de puissance égal à l'unité, et le courant primaire allant au transformateur est, par suite, représenté par le vecteur C_s en phase avec la f. é. m. Le courant total dans l'enroulement AC est donc C_{s3} : c'est la résultante de C_3 et de C_s (fig. 8).

La puissance triphasée débitée est

$$3EC_1 \times 0{,}866$$

et la puissance monophasée EC_s : on voit que pour des charges monophasée et triphasée égales, la valeur du courant C_s est égale à 2,6 C_1.

Pour toute autre proportion entre les charges monophasée et triphasée, la longueur du vecteur C_s est modifiée d'une façon correspondante, tandis que les vecteurs C_1, C_2 et C_3 restent invariables. On peut ainsi tracer la courbe des pertes C^2R dans les enroulements du générateur en fonction du rapport de la charge monophasée à la charge triphasée constante.

Les pertes totales dans le cuivre sont évidemment égales à $C_1^2 R + C_2^2 R + C_{s3}^2 R$, R étant la résistance d'un quelconque des enroulements du générateur : le dernier facteur étant le seul qui varie dans cette expression quand la charge monophasée varie, il est facile de tracer le diagramme de la figure 8 pour différentes valeurs du vecteur C_s et ensuite de calculer les pertes C^2R.

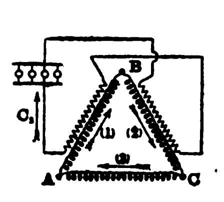


Fig. 9.

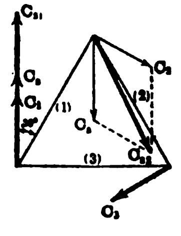


Fig. 10.

2ᵉ Cas. — Les figures 9 et 10 correspondent à ce cas : le courant monophasé est fourni par deux transformateurs (ou par deux enroulements placés sur le même transformateur) connectés en série de façon que la tension secondaire résultante ait pour valeur $\sqrt{3}$ E (si l'on suppose le rapport de transformation égal à l'unité). Dans le diagramme de la figure 10, le vecteur du courant monophasé C_s est combiné avec les vecteurs C_1 et C_2 des courants des phases 1 et 2, la direction de C_s ayant été inversée pour correspondre au mode de connexion particulier du transformateur. Pour les puissances, on peut écrire comme précédemment :

$$\text{Puissance triphasée} = 3EC_1 \,.\, 0{,}866$$

$$\text{Puissance monophasée} = \sqrt{3}\, EC_s$$

Si les deux puissances sont égales, on a :

$$C_s = (3 \times 0{,}866/\sqrt{3})\, C_1 = 1{,}5\, C_1.$$

Pour tout autre rapport entre les puissances monophasée et triphasée, la longueur de ce vecteur est modifiée et donne, en combinaison avec C_1 et C_2, les vecteurs résultant C_{s1} et C_{s2} qui représentent le courant total dans les phases 1 et 2. Le courant C_3 dans la phase 3 reste invariable, quelle que soit la valeur de la charge monophasée, pourvu que la charge triphasée ne varie pas : les pertes totales dans le cuivre ont pour valeur

$$C_{s1}^2 + C_{s2}^2 + C_3^2.$$

Au moyen du diagramme de la figure 10, on peut tracer comme pour le cas précédent, les courbes des pertes C^2R en fonction des rapports de la charge monophasée à la charge triphasée. On voit par exemple que, quand la charge monophasée est égale à 0,4 fois la charge triphasée, les pertes totales pour le cas 1 sont à peu près deux fois plus élevées que quand il n'y a pas de charge monophasée superposée à la charge triphasée. Dans le 2ᵉ cas, les pertes sont environ 1,85 fois plus grandes que quand il n'y a pas de charge monophasée.

R. R.

***Nouvelle forme de machine à pôles de commutation.* — V.-A. Fynn. —** *The Electrician*, 30 novembre 1906.

L'auteur décrit une nouvelle forme de machine à courant continu à pôles de commutation. Cette forme est représentée schématiquement par la figure 1 (machine bipolaire) : chaque pôle principal est divisé en deux pôles N′ et N″, S′ et S″ ; les pôles de commutation sont figurés en *n* et *s*. Cette disposition présente, au point de vue des conditions magnétiques de la machine, des avantages importants. La figure 2 représente la distribution du flux. Quand des pôles auxiliaires sont ajoutés à la forme ordinaire de machines, ces pôles étant d'abord supposés dépourvus d'en-

roulement, la plus grande partie du flux principal passe par le circuit figuré en C et la valeur du flux principal (par un nombre d'ampère-tours donné) est considérablement augmenté : cet accroissement et cette concentration du flux principal sous les pôles de commutation sont mauvais pour la commutation.

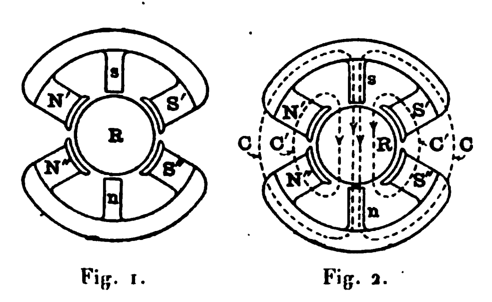


Fig. 1. Fig. 2.

On sait que, pour améliorer la commutation, le flux auxiliaire des pôles de commutation doit être opposé au flux principal. Puisque le circuit magnétique du flux auxiliaire est le même que celui du flux principal, il en résulte que les ampère-tours nécessaires sur le pôle de commutation doivent être non seulement égaux, mais supérieurs aux ampère-tours de l'induit. L'auteur ne pense pas qu'en plaçant sur les pôles de commutation un certain nombre d'ampère-tours en excès sur les ampère-tours de l'induit, on puisse neutraliser la réaction d'induit. Tout ce que l'on obtient, en pratique, est une réduction du flux principal à la valeur et à la distribution qu'il possédait avant l'adjonction de pôles de commutation. Il en résulte que, quand on ajoute des pôles de commutation bobinés, la distorsion du flux principal reste pratiquement la même, mais un champ de commutation convenable est obtenu, quoique à un prix quelque peu élevé.

La valeur de la distorsion du flux principal varie avec la charge, et la dispersion entre les pôles principaux et les pôles auxiliaires varie avec la distorsion et avec la charge. La commutation n'est donc pas également bonne à toutes les charges, et il se produit facilement des crachements au collecteur. Il est dangereux de réduire les densités ou d'accroître la réaction d'induit, car la distorsion augmente. En fait, il semble qu'il ne soit pas possible de recueillir tous les avantages que peut présenter l'emploi de pôles de commutation, quand on adopte le mode de construction habituel.

Les conditions sont beaucoup plus favorables avec le dispositif proposé par l'auteur (fig. 2). L'adjonction de pôles de commutation n'augmente pas matériellement le flux principal total, ni la portion de ce flux qui suit le trajet C. Le chemin suivi par le flux auxiliaire ne coïncide pas avec le chemin suivi par le flux principal C ou C'. Comme l'indique la figure 3, le flux auxiliaire ou de commutation suit un circuit magnétique à peu près fermé A de faible réluctance,

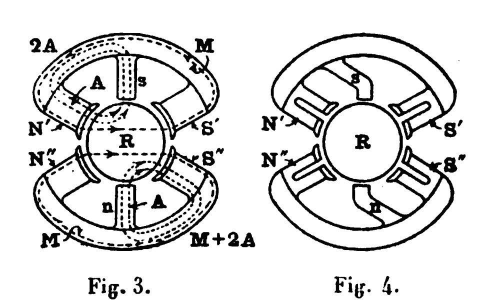


Fig. 3. Fig. 4.

tandis que la portion du flux principal qui atteint *n* ou *s* doit surmonter de très larges entrefers entre N', N" et S', S", en plus des entrefers existant entre l'induit et les pôles auxiliaires. Par suite, on a besoin d'une quantité beaucoup plus faible de cuivre sur les pôles de commutation. Toutes autres conditions restant les mêmes, la machine de la figure 3 présente une distorsion beaucoup plus faible, et, par suite, une moindre tendance à un amorçage d'arc, ainsi qu'une bien meilleure proportionalité entre la charge et le flux de commutation, assurant ainsi une excellente commutation. Un autre point intéressant est que, dans les machines ordinaires, la valeur du flux principal est indépendante de celle du flux de commutation, tandis que, avec le nouveau dispositif, celui-ci s'ajoute au premier.

La disposition proposée par l'auteur offre certains avantages particuliers en ce qui concerne le mode d'excitation des pôles de commutation. Par exemple, au lieu de disposer sur les pôles de commutation eux-mêmes leurs bobines série d'excitation, on peut munir toutes les unités des pôles principaux de bobines shunt séparées et égales, et placer quelques tours série sur les unités N' et S": de cette manière, non seulement on excite convenablement *s* et *n*, mais encore on compounde légèrement la machine.

Si la machine a une caractéristique série, les

bobines embrassant les unités N' et S'' peuvent être bobinées avec un nombre plus grand de tours pour fournir l'excitation nécessaire aux pôles auxiliaires. Dans une autre disposition, les pôles auxiliaires ne portent aucun enroulement et les ampère-tours des pôles principaux ne sont pas différents. Pour exciter les pôles auxiliaires, il est simplement suffisant de les relier aux culasses en des points dissymétriques par rapport aux pôles principaux, comme l'indique la figure 4.

Les pôles auxiliaires peuvent aussi être fixés à une carcasse magnétiquement indépendante du système inducteur principal, mais, quoique cette disposition présente quelques avantages, elle ne doit pas être préférée à la disposition plus simple décrite dans ce qui précède.

Un autre dispositif employé avec ce système est représenté schématiquement par la figure 5 et consiste en une sorte de masse polaire en cuivre entourant le pôle auxiliaire *s* et formant,

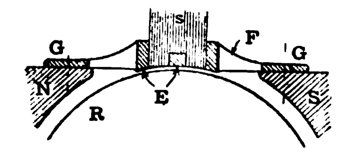


Fig. 5.

de préférence, deux bobines en court-circuit, telles que E, placées aussi près que possible de la périphérie de l'induit. Ces bobines tendent à maintenir le flux de commutation constant, malgré les variations de réluctance du circuit magnétique dues au passage des dents de l'induit. Ces court-circuits tendent aussi à réduire la self-induction des bobines commutées. Si on les munit de pattes G fixées aux pôles principaux adjacents, ces masses polaires en cuivre peuvent être employées pour empêcher toute vibration possible des tôles constituant les pôles auxiliaires, si ces derniers sont feuilletés, ou si leur épaisseur est insuffisante au point de vue mécanique.

L'auteur indique que la disposition proposée s'applique aux machines d'un nombre quelconque de pôles et qu'en outre le système inducteur peut être constitué par des tôles parallèles ou perpendiculaires à l'axe de l'induit. Dans certains cas, chaque pôle principal peut être divisé en plus de deux unités magnétiquement indépendantes.

Une telle machine permet d'employer des inductions élevées (de 14 à 15000 pour l'acier coulé, 5 à 6000 pour la fonte, 18 à 19000 pour la denture), un grand nombre d'ampère-tours induits, un entrefer très réduit, et un nombre relativement faible d'ampère-tours sur les pôles de commutation.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIO TÉLÉGRAPHIE

Influence du contrepoids sur l'amortissement d'une antenne de télégraphie sans fil. — **W. Burstyn.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 29 novembre 1906.

Dans les postes fixes de télégraphie sans fil, l'extrémité inférieure de l'antenne est reliée à la terre par une jonction conductrice, ou bien est connectée à un « contrepoids » formé d'un réseau de fils parallèles au sol et isolés de celui-ci.

Un tel contrepoids joue le rôle d'une armature de condensateur dont la terre forme la seconde armature. On a considéré ce montage comme meilleur que la jonction directe à la terre, parce qu'il permet de supprimer la résistance de passage de la prise de terre : on peut montrer cependant que, même avec l'emploi d'un contrepoids, il doit se produire dans la terre des pertes du même ordre de grandeur que si le contrepoids n'était pas isolé et était placé sur ou dans la terre.

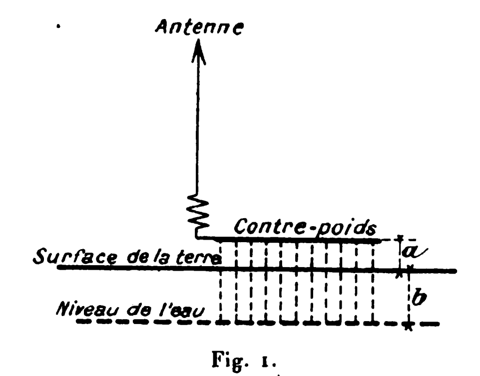


Fig. 1.

L'auteur a cherché à se faire une idée de la valeur de ces pertes d'énergie et de l'accroissement du decrément d'amortissement de l'antenne qui en résulte. Pour cela, il calcule le decrément que subit une antenne du fait de son

contrepoids, sans tenir compte des amortissements de celle-ci, et il suppose que la terre est assimilable à un conducteur métallique recouvert d'une couche mauvaise conductrice. Cette hypothèse est approximativement réalisée sur les côtes sablonneuses ou en plaine ; la surface du conducteur métallique serait le niveau de l'eau (fig. 1).

Les lignes de force électriques entre l'antenne et le contrepoids se ferment en partie directement par l'air. Dans le calcul qui suit, l'auteur n'envisage que les pertes provenant des lignes de force verticales entre le contrepoids et la terre, représentées en traits interrompus sur la figure 1.

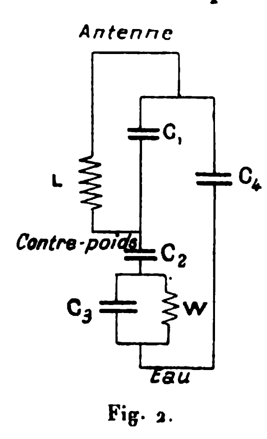


Fig. 2.

Le système oscillant antenne-contrepoids peut être représenté par le schéma de la figure 2 : dans celui-ci, les lettres ont les significations suivantes :

L, self-induction existant dans tout le système,

C_1, partie de la capacité entre l'antenne et le contrepoids produite par les lignes de force qui ne subissent pas d'amortissement du fait de la terre,

C_2, C_3, C_4, capacités correspondant aux lignes de force verticales entre le contrepoids et la surface de la terre, entre la surface de la terre et le niveau de l'eau, et au reste du trajet des mêmes lignes de force entre la terre et l'antenne.

Le diélectrique du condensateur C_3 est la terre (constante diélectrique k) dont la conductibilité (résistance spécifique c) agit comme si le condensateur était relié en parallèle avec une résistance W.

Pour les capacités C_1 et C_4, il faut introduire des valeurs dynamiques qui, toutefois, ne diffèrent pas beaucoup des valeurs statiques : les valeurs C_2 et C_3 ne varient pas avec la longueur d'ondes. C_2 et C_4 sont à peu près égales à la capacité statique entre le contrepoids et la terre. La capacité dynamique du contrepoids peut donc être beaucoup plus faible que sa capacité statique et dépend de la constitution du sol et de la longueur d'onde.

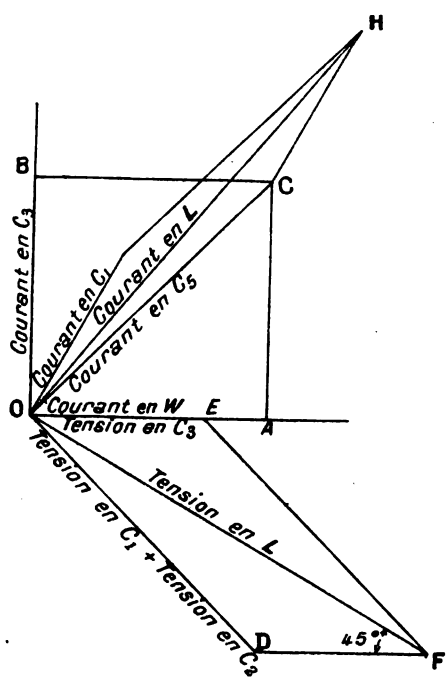


Fig. 3.

Il ne se produit de perte d'énergie qu'en W ; d'après une loi générale, elle est maxima — et le calcul se rapporte à ce cas — quand W est égal à la résistance apparente en courant alternatif du condensateur qui lui est parallèle, c'est-à-dire pour

$$W = 1/2\pi f C_3,$$

f étant la fréquence : en remplaçant la fréquence en fonction de la longueur d'ondes et de la vitesse de propagation $v = 3.10^{10}$, on a :

$$W = \lambda/2\pi v C_3 \qquad (1)$$

Par suite du déphasage de 90°, W et C_3 ont ensemble une capacité apparente :

$$C_3' = C_3\sqrt{2}. \qquad (2)$$

La capacité résultant de la connexion en série de C_2, C_3' et C_4 sera désignée par C_5.

La figure 3 représente le déphasage : on a $\cos\varphi = \sin GOH = \text{app}^t \sin GOC - \sin HOC$.

D'autre part on a les relations :

$$\frac{\sin HOC}{\sin GOH} = \frac{OG}{OC} = \frac{C_1}{C_3} = p \qquad (3)$$

$$\sin HOC = p \cos \varphi$$

$$\cos \varphi = \sin GOC/(1+p). \qquad (4)$$

Dans le parallélogramme OCFD, on a l'égalité :

$$\sin GOC = \sin DOF$$

$$\frac{\sin DOF}{\sin 45^\circ} = \frac{OE}{OD}$$

$$\sin DOF = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1/C'_3}{(1/C_2)+(1/C_4)}. \qquad (5)$$

Des dimensions des condensateurs, on déduit :

$$\frac{C_3}{C_2} = \frac{k/b}{1/a}.$$

D'après l'équation (2), on a donc :

$$C'_3 = C_2 . \sqrt{2} . ka/b. \qquad (6)$$

Si l'on pose en outre

$$C_3/C_4 = g \qquad (7)$$

et si l'on introduit ces deux valeurs dans l'équation (5), on a :

$$\sin DOF = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} . k(a/b)(1+g)}$$

$$\cos \varphi = \frac{1}{2k(a/b)(1+g)(1+p)}. \qquad (8)$$

et, d'après l'équation (4)

Le decrément ψ de courant ou de tension est égal à π fois le déphasage, comme il est facile de le montrer

$$\psi = \pi \cos \varphi$$

$$\psi = \frac{\pi}{2k(a/b)(1+g)(1+p)}. \qquad (9)$$

Cette formule s'applique au cas le plus défavorable, où l'équation (1) est remplie. Si l'on désigne par G la surface de contrepoids, on a la valeur

$$C_3 = \frac{Gk}{4\pi b} \text{ cm.} = \frac{Gk}{4\pi b . 9 . 10''} \text{ farad}$$

$$W = bc/G \text{ ohms.}$$

D'après l'équation 1, on a donc :

$$W = \frac{\lambda}{2\pi\nu . C_3} = \frac{\lambda . 4\pi b . 9 . 10''}{2\pi\nu . G . k} = \frac{60\, b . \lambda}{Gk}$$

avec

$$c = 60\, \lambda/k. \qquad (10)$$

La constante diélectrique du sable moyennement humide a pour valeur 5 environ. L'amortissement maximum se produirait donc à peu près pour une longueur d'onde de 800 mètres environ par exemple, pour une valeur $c = 10^6$ ohm-centimètre.

D'après les hypothèses précédentes, on doit considérer une antenne dont le contrepoids est à 1 m,50 au-dessus du sol et possède une capacité double de celle de l'antenne. Le niveau de l'eau est à trois mètres de profondeur. Le rapport p a pour valeur 0,5, ce qui devait correspondre déjà à un cas favorable. Le decrément nuisible a pour valeur, d'après le calcul :

$$\psi = \frac{\pi}{2 . 5 . (1/2) 3 . 1,5} = 0,14.$$

Le decrément utile de radiation de l'antenne étant à peu près de la même grandeur, il en résulte que le contrepoids abaisse de moitié le rendement de l'antenne et, par suite, la portée du poste, par rapport aux valeurs que l'on obtiendrait avec une prise de terre idéale. Bien entendu, les pertes dues au contrepoids peuvent être encore beaucoup plus importantes dans des cas défavorables.

La limite nette de bonne et de mauvaise conductibilité de la terre admise dans la figure 1 n'existe pas en réalité. On peut néanmoins se faire dans chaque cas une idée de l'action de la résistance de la terre : si par exemple la terre est électriquement homogène depuis la surface jusqu'à des profondeurs importantes, la surface métallique doit être supposée à une profondeur correspondant à la profondeur de pénétration des ondes électriques, exactement de la même façon que l'on peut, pour un courant alternatif de haute fréquence, remplacer un fil conducteur par un tube à parois d'épaisseur déterminée.

Pour diminuer l'action nuisible du contrepoids, il faut rendre grands les facteurs du dénominateur. Le facteur a/b exige que le contrepoids soit aussi haut que possible et d'autant plus haut que la couche de terre mauvaise conductrice est plus épaisse. On ne peut pas opérer ainsi, car on réduit en même temps la hauteur utile de l'antenne et, par suite, la radiation de celle-ci. Pour cette raison, on ne peut placer le contrepoids à plus de 2 mètres au-dessus du sol que quand le poste possède une antenne élevée.

En ce qui concerne les deux autres facteurs,

on est conduit à employer un contrepoids très étendu et très dense : les dépenses imposent rapidement une limite dans cette voie. En tout cas, le contrepoids ne doit pas avoir la forme d'un petit réseau de fil à mailles étroites, mais doit être constitué par des fils entrelacés en forme de toile d'araignée et couvrant uniformément toute la surface de terrain disponible. Pour un fil donné, on augmente ainsi non seulement la capacité, mais aussi le nombre p. En effet, quand les fils individuels ne sont pas trop rapprochés les uns des autres, il s'échappe de chaque fil un faisceau de lignes de forces divergeant vers la terre ; le condensateur C_2 a une plus petite section que C_3 et l'action est la même que si le contrepoids avait été placé plus haut. D'autre part, une plus grande portion des lignes de force provenant de l'antenne sont absorbées par le contrepoids et ainsi la valeur de C_1 est accrue.

Quand doit-on préférer un contrepoids à une prise de terre ? Dans les postes fixes établis sur la terre ferme, il faut réduire autant que possible la surface couverte et l'entretien ; en outre l'installation d'une prise de terre est généralement moins coûteuse. L'emploi d'un contrepoids ne semble indiqué que quand on est obligé de construire un poste de télégraphie sans fil sur un sol rocheux ou bien en un point où l'eau est à une grande profondeur et où il n'y a pas une couche de terre pour laquelle c soit sensiblement plus faible que ne l'indique l'expression (10).

Pour les postes mobiles des armées de terre, il faut réaliser un faible poids et une grande facilité de montage. Le contrepoids peut rendre des services, parce qu'il s'applique en tous points : les dimensions de ce contrepoids ne pourront pas être très considérables, de sorte qu'il provoquera un amortissement sensible. Peut-être vaudrait-il mieux employer une prise de terre à fils rayonnants (environ 10 fils de 20 mètres de longueur) posés d'abord sur le sol, et enterrés ensuite dans celui-ci si le temps le permettait. Quand la conductibilité de la terre est mauvaise, une telle prise de terre agirait plutôt comme contrepoids.

R. V.

Sur l'Audion. — **Fleming.** — *The Electrician.*

A la suite de la description du détecteur d'ondes hertziennes employé en télégraphie sans fil par L. de Forest et nommé Audion (1), l'auteur attire l'attention sur la très grande similitude de cet appareil et du dispositif adopté pour son emploi, avec la soupape électrique pour courants de grande fréquence (2) qu'il a lui-même proposé d'employer pour la réception des signaux de télégraphie sans fil. Cette soupape, formée d'un filament de carbone incandescent placé dans un cylindre ou entre deux plaques métalliques, a été décrite dans le brevet anglais 24 850 de 1904 et dans le brevet américain 803 684 de 1905.

Dès 1890, en étudiant l'effet Edison dans les lampes à incandescence, l'auteur a découvert qu'il existe une conductibilité unilatérale de l'espace comprise entre le filament incandescent et une plaque froide maintenue par un fil de platine soudé dans le verre ; en 1904, il s'est aperçu que cette conductibilité unilatérale est indépendante de la fréquence et s'applique aux oscillations électriques, ce qui n'est pas le cas des redresseurs électrolytiques. L'auteur a alors construit et décrit un appareil consistant en une lampe à filament de carbone contenant un cylindre métallique isolé ou une plaque, et il a employé cet appareil pour redresser les oscillations de grande fréquence produites par les ondes électriques et rendre ces oscillations décelables au moyen d'un galvanomètre ordinaire. L'application de cet appareil à la réception des signaux de télégraphie sans fil a été décrite dans une communication à la Royal Society (8 février 1905) et dans le livre de l'auteur « Les principes de la télégraphie sans fil » paru en mai 1906.

L'auteur estime que, même si le Dr de Forest a découvert quelque autre façon d'employer ce même appareil comme détecteur d'ondes, la première application qu'il en a faite, et la priorité de l'invention de l'appareil lui-même ne doivent pas être ignorées (3).

R. R.

(1) *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 1er décembre 1906, p. 333.

(2) *Eclairage Electrique*, tome XLVIII, 24 juin 1905, p. 465.

(3) Il y a lieu de signaler également que le lieutt de vaisseau Tissot, dans sa communication de juillet 1906 à la *Société de Physique* sur les détecteurs à gaz ionisés, a signalé le parti que l'on pourrait tirer de l'effet Edison. N. D. L. R.

ÉCLAIRAGE

Sur la température et la radiation sélective de différentes lampes à incandescence. — **C.-V. Waidner** et **G.-K. Burgess.** — *Electrical World,* 10 novembre 1906.

Le rendement élevé atteint dans quelques lampes récentes à filament métallique soulève la question de savoir si ce rendement doit être attribué à une radiation sélective ou à une plus haute température de fonctionnement du filament, ou bien aux deux à la fois.

Les auteurs poursuivent actuellement des expériences sur des lampes à filament de carbone, de tantale et de tungstène, et ont fait sur ces filaments des mesures de température. La méthode employée est la suivante (fig. 1). Le filament F de la lampe étudiée est monté en face

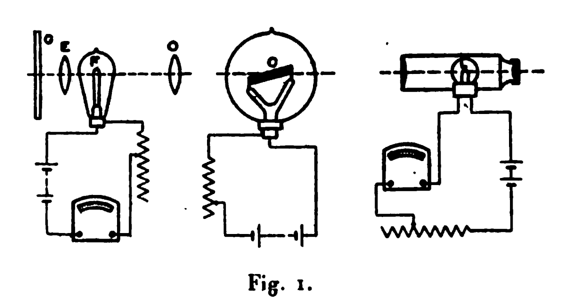


Fig. 1.

d'une baguette de carbone C placée dans un récipient vide d'air : deux lentilles *c* et E projettent sur cette baguette l'image du filament. La baguette peut être chauffée électriquement à une température quelconque au moyen d'un courant électrique : cette température est mesurée avec un pyromètre optique de Holborn-Kurlbaum dans lequel le courant d'une lampe L est réglé jusqu'à ce que le filament ait le même éclat que le corps incandescent observé. Un étalonnage préalable est fait avec des thermocouples et un corps noir permet de connaître la relation existant entre le courant dans le filament et la température équivalente du corps noir.

Une observation faite à une température donnée consistait à amener les deux filaments F et L au même éclat que C et à mesurer les courants en F et L. Les températures de C et de F étaient connues d'après l'étalonnage de F. Une série de mesures semblables permettait de tracer la courbe de la température en fonction du courant pour le filament F.

La lampe L, ayant été calibrée par comparaison avec un corps noir, ne donne pas la température du corps incandescent auquel on la compare, mais une température un peu plus basse, d'une quantité qui dépend du pouvoir émissif du corps. Le terme « température de corps noir » désigne la température à laquelle un corps noir émettrait une radiation de même intensité que celle de l'objet observé pour une longueur d'ondes donnée. Un corps de température donnée a en général une température de corps noir différente pour chaque couleur, celle pour la couleur rouge étant inférieure à celle pour la couleur verte ou bleue. Dans la suite, le mot *température* est employé pour désigner la température de corps noir en degrés centigrades donnée par un pyromètre optique employant la lumière rouge $\lambda = 0{,}66\ \mu$.

Pour étudier la radiation sélective pour différentes couleurs, le filament F avait été étalonné avec de la lumière rouge, verte et bleue obtenue en interposant en G des verres monochromatiques.

Les mesures furent faites entre 700° et 1 850°. Des températures plus élevées de F furent obtenues par extrapolation de la relation entre la température et le courant. La possibilité d'une telle extrapolation est montrée par le fait que des lampes calibrées à 1 300° ont donné des résultats exacts à 1° ou 2° près pour une extrapolation de 300°.

Le tableau I indique les résultats obtenus avec cette méthode sur une lampe à filament métallique à 100 volts, très probablement en tungstène.

TABLEAU I

Étalonnage d'une lampe à filament métallique n° 11 (radiation rouge).

COURANT DANS LE FILAMENT	TEMPÉRATURE OBSERVÉE du filament.	TEMPÉRATURE CALCULÉE du filament.	OBS. CALC.
	degrés.		
0,1302	847	848,2	— 1,2
1510	921	919,2	+ 1,8
1895	1 049	1 051,2	— 2,2
2270	1 166	1 167,2	— 1,2
2625	1 267	1 269,9	— 2,9
3144	1 413	1 410,7	+ 2,3
4013	1 621	1 625,2	— 4,2
4561	1 750	1 750,2	— 2
4812	1 811	1 805,7	+ 5,3

Les chiffres observés satisfont à l'équation

$$I = -0{,}0285 + 0{,}0001041\, t + 0{,}0000000990\, t^2$$

pour la radiation rouge ($\lambda = 0{,}66\ \mu$), I étant le courant en ampères et t la température.

Pour étudier la signification de la radiation sélective et son importance dans le problème dont il s'agit, on compara la radiation du platine pour le rouge, le vert et le bleu avec la radiation d'un corps noir. Le tableau II indique les résultats obtenus.

TABLEAU II

Radiation du platine.

TEMPÉRATURE ACTUELLE du platine.	TEMPÉRATURES DE CORPS NOIR		
	ROUGE $\lambda = 0{,}66\ \mu$	VERT $\lambda = 0{,}55\ \mu$	BLEU $\lambda = 0{,}47\ \mu$
degrés.	degrés.	degrés.	degrés.
1 100	1 008	1 029	»
1 400	1 255	1 285	1 300
1 700	1 505	1 545	1 575

On peut interpréter de la façon suivante ces résultats :

Comme première approximation, on suppose que le platine est à la température exacte de 1 700° : sa radiation pour la lumière verte est égale en intensité à la radiation d'un corps noir à 1 545°. La radiation du platine est un peu plus grande que celle du corps noir pour le bleu (équivalente à celle d'un corps noir à 1 575°) et un peu plus faible pour le rouge (équiv. 1 505°). La radiation lumineuse totale des deux n'est donc pas très différente et, la sensibilité maxima de l'œil correspondant au vert, l'apparence photométrique est à peu près la même. L'énergie maxima pour les deux est dans l'infra-rouge, et pour ces grandes longueurs d'ondes, la température de corps noir du platine tombe encore plus vite que celle du corps noir. Il semble donc que l'énergie de la radiation lumineuse soit distribuée plus favorablement pour le platine que pour un corps noir.

Le carbone n'est pas un corps noir idéal, quoique, en étalonnant une lampe au carbone avec un corps noir, on ne trouve pas de différence appréciable (inférieure à 2°) dans les équations du courant en fonction de la température pour les umières rouge, verte et bleue ; on l'appelle souvent un corps gris.

Lampes au tungstène. — Quatre filaments de tungstène ont donné les relations suivantes entre le courant I et la température t (température de corps noir correspondant à la radiation ou couleur étudiée).

TABLEAU III

Équation pour les lampes au tungstène.

LAMPE N°	COULEUR	ÉQUATION
1	Rouge.	$I = 1{,}008 - 0{,}0_3391\,t + 0{,}0_6548\,t^2$
5	Rouge.	$I = 1{,}344 - 0_3396\,t + 0_6518\,t^2$
10	Rouge.	$I = 0{,}802 - 0_3437\,t + 0_6490\,t^2$
10	Vert.	$I = 0{,}775 - 0_3390\,t + 0_6465\,t^2$
10	Bleu.	$I = 0{,}644 - 0_3225\,t + 0_6411\,t^2$
11	Rouge.	$I = -028 + 0_3104\,t + 0_7990\,t^2$
11	Vert.	$I = -060 + 0_3152\,t + 0_7781\,t^2$
11	Bleu.	$I = -056 + 0_3148\,t + 0_7778\,t^2$

Toutes ces lampes, sauf la lampe n° 11, étaient à bas voltage. Les chiffres relatifs à cette dernière lampe sont indiqués par le tableau I. A 100 volts, l'intensité de courant dans la lampe était de 0,644 ampère ; la température correspondante est 2 135°, ce qui correspond à une température vraie du filament de 2 300° environ (tableau IV). A 100 volts, la puissance lumineuse de cette lampe était de 68 bougies et sa consommation spécifique de 0,95 watt par bougie (moyenne horizontale). La lampe n° 10 a fonctionné à une température de 2 400° environ (soit 2 570° environ comme température vraie) et a brûlé au bout d'une heure et demie.

La radiation sélective du tungstène a été étudiée comme dans le cas du platine par la mesure des températures de corps noir du filament pour la lumière rouge, verte ou bleue. Les résultats sont donnés par les équations du tableau III et sont indiqués sur le tableau IV.

L'apparence du filament de la lampe n° 11 à froid était plus polie que celle de la lampe n° 10 et le tableau montre que la lampe n° 11 agit plus comme un métal brillant tel que le platine. Une autre lampe dont le filament ressemblait à celui de la lampe n° 10 a donné des valeurs sensiblement identiques à celles de cette dernière. La dernière colonne du tableau IV indique les valeurs approximatives des températures réelles des filaments de tungstène, obtenus en ajoutant à la température noire pour la lumière bleue le

double de la différence des lectures pour le rouge et le bleu : cette relation avait été trouvée à peu près exacte pour le platine.

TABLEAU IV

Radiation sélective du tungstène. Températures de corps noir.

LAMPE N°	ROUGE ($\lambda = 0,66$)	VERT ($\lambda = 0,55$)	BLEU ($\lambda = 0,47$)	TEMPÉRATURES RÉELLES APPROXIMATIVES
	degrés.	degrés.	degrés.	degrés.
10	1 300	1 310	1 319	1 355
11	1 300	1 311	1 319	1 355
10	1 700	1 714	1 723	1 770
11	1 700	1 724	1 734	1 800
10	2 100	2 123	2 141	2 220
11	2 100	2 146	2 161	2 280
10	2 500	2 532	2 565	2 690
11	2 500	2 576	2 594	2 780
10	2 900	2 943	2 994	3 180

Un filament dont la composition était probablement de 30 % de tungstène et 70 % de nitrate de zirconium a donné pratiquement la même radiation sélective que le tungstène. A une température un peu supérieure à la température normale de fonctionnement du tungstène, cette lampe a présenté une détérioration rapide du filament, accompagnée de la formation d'une couche irisée sur l'ampoule.

Pour avoir une idée du point de fusion du tungstène, on fit brûler une lampe et on substitua la valeur correspondante du courant dans l'équation de température (tableau III). Les lampes 1 et 5 furent brûlées à des températures de 2 950° et 2 850°, ce qui correspond à une température moyenne réelle de 3 200° environ pour le point de fusion du tungstène. Les deux filaments indiquèrent bien nettement une fusion et non une désintégration due à la volatilisation, comme dans le cas du carbone. Il n'y avait pas de dépôt appréciable sur les ampoules. Il semble que le tungstène possède le plus haut point de fusion que l'on ait mesuré jusqu'ici.

(A suivre.) R. V.

Sur l'absorption de l'atmosphère pour des rayons lumineux de différentes couleurs. — **C.-O. Bastian.** — *Electrical Review*, 30 novembre 1906.

L'auteur répond aux remarques de Dow (voir t. XLIX, p. 505). Il indique que l'atmosphère, composée d'air et de vapeur d'eau, est très opaque pour les rayons calorifiques et doit, par conséquent, être relativement opaque pour les rayons rouges, contrairement à l'opinion émise par Dow, que ces rayons, comme les ondes hertziennes, sont moins absorbés que les rayons violets. Il ne semble donc pas du tout que la transparence de l'atmosphère augmente avec la longueur d'ondes des rayons lumineux.

Il ne faut pas perdre de vue que l'action d'air parfaitement pur et sec est très différente de celle de l'atmosphère, qui contient de la vapeur d'eau, et il est probable que les expériences de laboratoire indiquées ne peuvent, pour cette raison, servir à déterminer ce qui se passe dans l'atmosphère.

Dow indique que, par un brouillard épais, le soleil paraît rouge. Cela ne prouve pas forcément que les rayons rouges soient moins absorbés que les rayons bleus ; cela peut prouver que le soleil contient beaucoup plus de rayons rouges que de rayons bleus. L'auteur a émis l'opinion que les rayons bleus devaient être un peu moins absorbés que les rouges. Si l'on considère une source lumineuse composée de 60 % de lumière rouge, 30 % de lumière jaune et 10 % de lumière bleue, et si l'on représente, par exemple, par 100 la conductibilité de l'atmosphère pour les rayons bleus, par 90 sa conductibilité pour les rayons jaunes et par 80 sa conductibilité pour les rayons rouges, il est évident que cette source lumineuse, vue à travers une couche suffisamment épaisse d'atmosphère, paraîtra rouge, par suite du fait que sa composition contient plus de lumière rouge, et malgré que la lumière bleue soit moins absorbée que les deux autres couleurs.

L'auteur attire l'attention sur un point des expériences faites par Dow sur l'influence des phénomènes de coloration en photométrie : ce point est que, quand on insère une résistance dans le circuit d'une lampe à filament de carbone, non seulement on réduit l'intensité lumineuse, mais encore on altère les propriétés caractéristiques de la source lumineuse. Le spectre d'un filament fonctionnant avec un courant inférieur au courant normal est tout à fait différent du spectre normal, et ce fait permettrait peut-être d'expliquer un certain nombre de phénomènes attribués par l'expérimentateur au phénomène de Purkinje. R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOURT.

Tome L. Samedi 12 Janvier 1907. 14e Année. — N° 2.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

PROPRIÉTÉS DES ROTORS A COLLECTEUR *(suite)* [1].

Ce qu'il importe surtout de connaître, ce sont les courants I_1 et I_2 : ils nous informeront des puissances wattée et magnétisante absorbées ou fournies par le stator.

Si nous posons :

$$\frac{k_s - k_r}{k_r} = \alpha$$

$$\frac{k_r \omega_1}{\omega} = z$$

$$r\left[\frac{M}{L} z + \frac{l}{Mz}(1 + z^2)\right] = A$$

$$L\omega\left[\frac{M}{L} z \cdot \alpha + \frac{l}{Mz}(1 - z^2)\right] = B$$

les solutions I_1 et I_2 des équations (1), (2), (3), (4) sont :

$$I_1 = V \cdot \frac{\frac{v}{V}[A \sin \varphi + B \cos \varphi] + r[1 - z^2 - (1 + z^2)\alpha]}{A^2 + B^2}$$

$$I_2 = V \cdot \frac{\frac{v}{V}[B \sin \varphi - A \cos \varphi] + A \cdot \frac{r}{M\omega z}(1 + z^2) + B \cdot \frac{L}{Mz}(1 - z^2)}{A^2 + B^2}.$$

[1] Voir *Éclairage Électrique*, tome L, 5 Janvier 1907, page 1.

Il nous serait loisible de faire une discussion générale de ces dernières équations. Nous nous limiterons, pour l'instant, au cas où $\varphi = 0$ (v en phase avec V), c'est-à-dire au cas d'un moteur shunt proprement dit dans lequel le stator et le rotor sont simplement montés en parallèle avec l'intermédiaire d'un transformateur t abaisseur de tension (fig. 10).

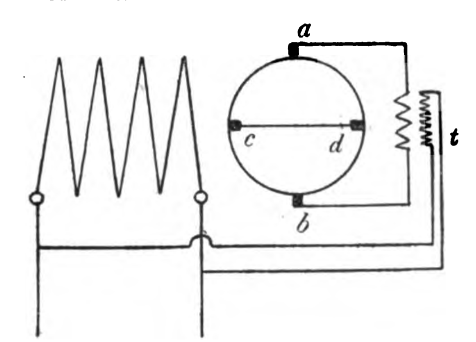


Fig. 10.

Les valeurs de I_1 et I_2 sont alors :

$$I_1 = V \cdot \frac{\frac{k_s - k_r}{k_r}\left|\frac{v}{V} M\omega z - r(1 + z^2)\right| + \left|\frac{v}{V}\frac{L}{Mz} \cdot l\omega + r\right|[1 - z^2]}{A^2 + B^2}$$

$$I_2 = V \cdot \frac{A\left[-\frac{v}{V} + \frac{r}{M\omega z} \cdot (1 + z^2)\right] + B\frac{L}{Mz}(1 - z^2)}{A^2 + B^2}.$$

Dans ce cas I_1 et I_2 s'annulent simultanément pour

$$z = 1$$

c'est-à-dire pour

$$\omega_1 = \frac{\omega}{k_r}$$

à la seule condition de vérifier la relation :

$$\frac{v}{V} M\omega = 2r$$

soit

$$v = \frac{2rV}{M\omega}.$$

Ainsi donc la tension d'excitation $v = \frac{2rV}{M\omega}$ est une tension d'excitation remarquable. Elle donne pour la marche à vide un courant nul dans le stator tandis que le rotor, étant apparemment dépourvu de self-induction, ne prend qu'un courant uniquement watté pour son excitation.

Nous supposerons que l'on vérifie effectivement cette relation. Nous allons étudier les valeurs de I_1 et de I_2 dans le voisinage de la vitesse à vide $\omega_1 = \frac{\omega}{kr}$ c'est-à-dire dans le voisinage de $z = 1$.

Introduisons la notion du glissement g par rapport à la vitesse $\omega_1 = \frac{\omega}{kr}$ c'est-à-dire la valeur :

$$g = \frac{\frac{\omega}{k_r} - \omega_1}{\frac{\omega}{k_r}} = 1 - \frac{k_r \omega_1}{\omega} = 1 - z.$$

Considérant des glissements faibles on a :

$$A = r\left[\frac{M}{L} + \frac{2l}{M}\right]$$

$$B = L\omega\left[\frac{M}{L}\frac{k_s - k_r}{k_r} + \frac{2l}{M}g\right]$$

et les expressions de I_1 et I_2 prennent la forme suivante :

$$I_1 = 2V \cdot \frac{L^2}{M^2} \frac{r\left[1 + \frac{2lL}{M^2}\right]}{r^2\left[1 + \frac{2lL}{M^2}\right]^2 + L^2\omega^2\left[\frac{k_s - k_r}{k_r} + \frac{2lL}{M^2}g\right]^2} \cdot g \qquad (5)$$

$$I_2 = 2V \cdot \frac{L^2}{M^2} \cdot \frac{L\omega\left[\frac{k_s - k_r}{k_r} + \frac{2lL}{M^2}g\right]}{r^2\left[1 + \frac{2lL}{M^2}\right]^2 + L^2\omega^2\left[\frac{k_s - k_r}{k_r} + \frac{2lL}{M^2}g\right]^2} \cdot g. \qquad (6)$$

Il est facile de voir pour quel glissement g_m, I_1 prend sa valeur maximum et par conséquent de se rendre compte à quelle vitesse le décrochage du moteur est susceptible de se produire. On trouve :

$$g_m = \frac{\sqrt{r^2\left(1 + \frac{2lL}{M^2}\right)^2 + L^2\omega^2\left(\frac{k_s - k_r}{k_r}\right)^2}}{2\frac{L^2}{M^2}l\omega}. \qquad (7)$$

Il est intéressant de comparer ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'un moteur d'induction théorique. Par moteur d'induction théorique, nous entendons un moteur dans lequel on supposerait des distributions sinusoïdales des flux à la périphérie magnétique du rotor et dans lequel on n'appliquerait pas des f. é. m. extérieures d'excitation. Le rotor peut aussi bien être mis en court-circuit avec l'intermédiaire de quatre bagues, que par l'intermédiaire de quatre balais à 90° portant sur un collecteur Gramme.

Les valeurs générales de I_1 et I_2 contiennent ce cas particulier : il suffit de faire

$$\alpha = 0 \quad \text{avec} \quad k_s = k_r = 1 \quad \text{et} \quad v = 0;$$

on obtient alors les valeurs suivantes pour I_1 et I_2 :

$$I_1 = 2V \cdot \frac{r \cdot g}{r^2\left[\frac{M}{L} + \frac{2lL}{M^2}\right]^2 + L^2\omega^2 \cdot \frac{4l^2}{M^2}g^2} \qquad (8)$$

$$I_2 = 2\frac{Vr^2\left[\frac{M}{L} + \frac{2l}{M}\right] + L^2\omega^2 \cdot \frac{2l}{M}g}{M\omega r^2\left[\frac{M}{L} + \frac{2l}{M}\right]^2 + L^2\omega^2 \cdot \frac{4l^2}{M^2}g^2}. \qquad (9)$$

Le glissement maximum à prévoir avec un tel moteur sera :

$$g_m = \frac{r\left[1 + \frac{2lL}{M}\right]}{2\frac{L^2}{M^2}l\omega}. \qquad (10)$$

C'est la même expression que nous obtenons pour le glissement maximum du moteur shunt auto-excitateur dans le cas théorique $ks = kr$ ($\alpha = 0$) (voir formule 7).

Si, dans cette dernière hypothèse ($\alpha = 0$) on examine les valeurs (5) et (8) de I_1 on remarque que, pour un glissement donné, le courant I_1 absorbé par le moteur shunt auto-excitateur est plus élevé que le courant I_1 absorbé par le moteur d'induction correspondant. Le rapport de la puissance absorbée par les deux moteurs est $1 + \frac{2lL}{M_2}$. Ceci revient à dire que la capacité de surcharge du moteur shunt est plus élevée que celle du moteur d'induction correspondant.

Cette considération est encore vraie dans le cas pratique où l'on a $ks > kr$, $\alpha > 1$. Le glissement critique auquel le décrochage est susceptible de se produire est alors plus élevé dans le moteur shunt. Nous reviendrons plus tard sur ce point avec des exemples numériques et nous envisagerons le cas où l'on varie la tension v entre les balais $a.b$ en vue de régimes hyposynchrones.

D'autres considérations intéressantes se rapportent au facteur de puissance et au rendement.

On voit que le courant magnétisant du moteur shunt, nul à vide ($g = 0$), reste toujours faible par rapport à celui absorbé par le moteur d'induction correspondant.

Au point de vue du rendement, il convient de remarquer que les pertes par effet Joule sont moindres dans le moteur shunt que dans le moteur d'induction.

Considérons en particulier la marche à vide et imaginons, pour faciliter la comparaison, que l'enroulement statorique soit identique à l'enroulement rotorique. Dans le moteur d'induction le champ est produit par le stator même grâce à un courant (voir formule 8):

$$I_2 = \frac{2V}{M\omega} \cdot \frac{1}{\frac{M}{L} + \frac{2l}{M}}.$$

Dans le moteur shunt, il est produit par le rotor grâce à deux courants diphasés (voir équation (1))

$$i_1 = \frac{V}{M\omega}.$$

Si l'on néglige les fuites ($M = L$, $l = 0$) on voit que les pertes produites par le courant I_2 seront doubles de celles produites par les deux courants diphasés i_1. Mais, en outre, de ce fait il circule, même à vide, dans le rotor d'un moteur d'induction monophasé des courants parasites qui n'apparaissent pas dans le moteur shunt. L'échauffement développé par ces courants parasites est sensiblement égal à celui développé par les deux courants diphasés i_1 qui produisent le champ dans le moteur shunt. Les pertes, par effet Joule dans les enroulements d'un moteur shunt, sont donc, dans le fonctionnement à vide, environ le quart de celles qui se présentent dans le cas du moteur d'induction théorique.

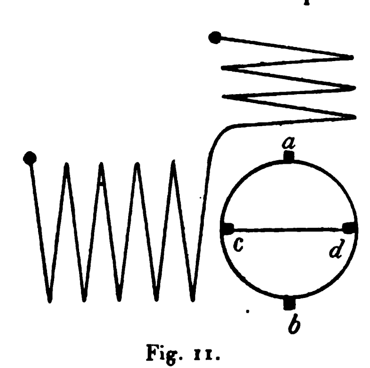


Fig. 11.

***

Nous envisagerons maintenant l'étude d'un moteur avec un stator bi-axial tel qu'il est

représenté sur la figure 11. L'axe d'un premier enroulement du stator coïncide avec le diamètre *cd* tandis que l'axe d'un deuxième enroulement coïncide avec *ab*.

Un stator uni-axial dont l'axe d'enroulement a une direction quelconque peut toujours être envisagé comme un stator bi-axial tel que celui de la figure 3. On peut toujours imaginer en effet que l'enroulement monophasé d'un stator uni-axial est le résultat de la superposition de deux enroulements montés en série dont les axes seraient respectivement *cd* et *ab*. Cette considération est étrangère à celle de la distribution des flux à la périphérie magnétique du stator et elle s'étend aussi bien au cas d'un enroulement statorique n'utilisant que partiellement la périphérie du stator qu'au cas d'un enroulement distribué sur la périphérie entière du stator.

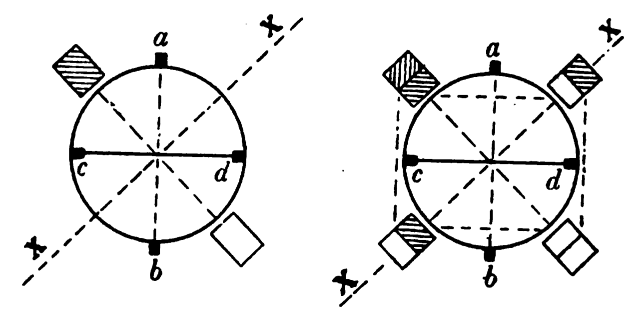


Fig. 12 et 13.

Deux encoches opposées (à 180°) du stator sont, en effet, dans tous les cas, traversées par des courants égaux et de signe contraire. Sur la figure 12 on a représenté schématiquement la bobine totale que l'on pourrait constituer avec les conducteurs qui traversent deux encoches opposées en figurant par un rectangle hachuré l'ensemble des conducteurs d'aller et par un rectangle non hachuré l'ensemble des conducteurs de retour. L'axe XX de la bobine considérée est inclinée sur les directions *ab* et *cd*. Le simple examen comparatif des figures 12 et 13 suffit à montrer que la bobine de la figure 12 équivaut aux quatre bobines de la figure 13. Or ces bobines admettent, par groupe de deux, les directions *ab* et *cd* comme axes. On tire immédiatement de là la conclusion que l'enroulement statorique total pourra bien toujours être considéré comme le résultat de la superposition de deux enroulements dont les axes seraient respectivement *cd* et *ab*.

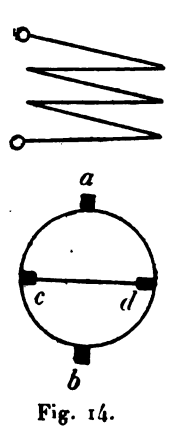


Fig. 14.

Après avoir présenté cette considération préliminaire, rendons-nous compte des effets d'induction qui peuvent bien être produits par un enroulement dont l'axe coïncide avec *ab* (voir fig. 14).

Soient : M le coefficient d'induction mutuelle entre l'enroulement considéré et le rotor suivant l'axe *ab* ; k_{s_1} le coefficient caractéristique de la distribution du flux produit par cet enroulement à la périphérie magnétique du rotor.

La f. é. m. induite par rotation dans le circuit *cd* est égale à $M_1 k\ \omega_1 I$.

Le courant de court-circuit correspondant sera

$$\frac{M_1 k_{s_1} \omega_1}{\sqrt{r^2 + L^2\omega^2}} \cdot I.$$

Ce courant admet deux composantes : l'une en quadrature avec I :

$$M_1 k_{s_1} \omega_1 \cdot \frac{L\omega}{r^2 + L^2\omega^2}$$

l'autre en phase avec ce courant

$$M_1 k_{s_1} \omega_1 \cdot \frac{r}{r^2 + L^2\omega^2}.$$

Des considérations imitées de celles que nous avons déjà exposées au début de notre étude, nous montreraient que nous mesurerons entre les balais *ab* deux tensions différentes :

1° Une tension en quadrature avec I

$$M_1\omega\left[1 - k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right]$$

2° Une tension en phase

$$r\cdot\frac{M_1}{L}k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2}.$$

L'énergie dissipée par le courant de court-circuit dans *cd* est, cette fois, fournie mécaniquement par la rotation même du rotor sous le champ statorique.

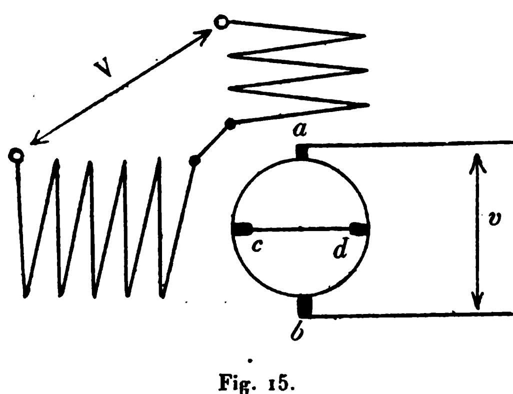


Fig. 15.

Si le circuit *ab* est à son tour traversé par un courant i il est parfaitement clair qu'une f. é. m. $M_2\omega i$ sera induite dans l'enroulement statorique.

L'ensemble des considérations qui précèdent permettent de se rendre compte que (avec la notation que nous avons adoptée dans le cas d'une machine à collecteur dont l'axe d'enroulement du stator coïncidait avec l'axe de court-circuit du rotor) les équations du fonctionnement plus général correspondant au cas de la figure 15 sont :

$$l\omega I_2 + M_1\omega i_2 + Mk_r\omega_1 i_1 + \frac{MM_1}{L}k_{s_1}\omega_1 I_1 = V$$

$$l\omega I_1 + M_1\omega i_1 - Mk_r\omega_1 i_1 - \frac{MM_1}{L}k_{s_1}\omega_1 I_2 = 0$$

$$r\left[1 + \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_1 + \left[r\frac{M_1}{L}k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2} + M\omega_1(k_s - k_r)\right]I_1 + L\omega\left[1 - \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_2$$
$$+\left[M_1\omega\left(1 - k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right) - \frac{M}{L}rk_r\frac{\omega_1}{\omega}\right]I_2 = v\cos\varphi$$

$$r\left[1 + \frac{k_r^2\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_2 + \left[r\frac{M_1}{L}k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2} + M\omega_1(k_s - k_r)\right]I_2 - L\omega\left[1 - \frac{k_r\omega_1^2}{\omega^2}\right]i_1$$
$$-\left[M_1\omega\left(1 - k_{s_1}k_r\frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right) - \frac{M}{L}rk_r\frac{\omega_1}{\omega}\right]I_1 = v\sin\varphi.$$

(A suivre.) Marius LATOUR.

TRANSPORT D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE DE MOUTIERS A LYON (*Fin*) (1)

LIGNE.

La ligne aérienne qui relie Moutiers à Vaux-en-Velin consiste en deux fils de 9 millimètres de diamètre supportés par des poteaux en bois jusqu'à Sablonnières et par des pylônes en fer des lignes triphasées de Sablonnières à Vaux-en-Velin. Les isolateurs à triple

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 5 janvier 1906, p. 13.

cloche, fabriqués par la « Karlsbader Kaolin Industrie Gesellschaft » sont en trois pièces : leur hauteur totale est de 31 centimètres ; les diamètres des trois cloches sont de 22 centimètres, 11 centimètres et 6cm,5.

De Moutiers, la ligne atteint d'abord le poste de mise à la terre de Chignin, qui permet de relier au sol l'une des sections comprises entre Chignin et Moutiers, ou entre Chignin et Sablonnières, comme cela sera expliqué plus loin. Ce poste contient deux tableaux doubles : les connexions sont visibles sur le schéma de la figure 6. La ligne aboutit ensuite à

LÉGENDE

I	Interrupteur de court-circuit.
I_r	Interrupteur de parafoudre.
I_t	Interrupteur de terre.
P_f	Parafoudre de ligne.
r_f	Parafoudre de machine.
R	Résistance liquide.
r	Résistance non inductive.
S	Bobines de réactance.
D_t	Disjoncteur de tension.
D_v	Déclancheur de vitesse.
D_i	Disjoncteur d'inversion.
D_c	Disjoncteur à charbons.
F	Interrupteur de sûreté.
V_m	Voltmètre de machine.
V_t	Voltmètre de terre.
V_g	Voltmètre général.
C	Wattmètre.
A	Ampèremètre.
S_h	Régulateur Shunt.
Sol. g.	Solénoïde du régulateur des machines.
M reg.	Moteur du régulateur.

Fig. 7. — Schéma des connexions des usines réceptrices.

Sablonnières, où un nouveau poste de mise à la terre permet de relier au sol les sections comprises entre Chignin et Sablonnières, ou entre Sablonnières et Vaux-en-Velin. Chacun de ces postes possède quatre ampèremètres, comme l'indique le schéma, pour permettre de mesurer le courant qui passe par la terre ou par le fil de ligne.

La résistance totale de la ligne aérienne s'élève à 98 ohms.

L'usine de transformation de Vaux-en-Velin est reliée à la sous-station de la rue d'Alsace par deux câbles distincts de 75 millimètres de section du type Berthoud Borel. Chaque âme comprend 19 fils de cuivre et est isolée au moyen de papier imprégné que recouvre une double enveloppe de plomb et une armure de rubans de fer avec revêtement de toiles goudronnées : le diamètre extérieur total est de 6 centimètres. Ces câbles, établis normalement pour 25000 volts efficaces en courant alternatif, ont été essayés à 60000 volts pendant un quart d'heure. La résistance de la ligne souterraine est de 3 ohms ; la résistance totale



de la ligne est donc de 100 ohms, et la chute de tension pour une intensité de courant constante de 75 ampères s'élève à 7500 volts, soit 13 % de la tension totale.

Comme cela a été signalé, la ligne passe par deux postes de mise à la terre, à Chignin et à Sablonnières. Ces postes ont été prévus pour parer à une avarie possible d'une partie de la ligne en utilisant la terre comme conducteur de retour sur cette partie. A cet effet, la ligne est divisée en quatre sections par les postes de Chignin et de Sablonnières et de Vaux-en-Velin. Normalement, le point milieu du circuit total des génératrices est relié au sol pour limiter à la moitié de la tension totale la différence de potentiel entre un fil de ligne et la terre : cette jonction, visible sur le schéma de la figure 6, est réalisée par un câble isolé reliant à la prise de terre des parafoudres la borne extérieure de la colonne de manœuvre du deuxième groupe générateur. En cas d'avarie à un fil d'une section de la ligne, on peut couper cette jonction au moyen d'un interrupteur et fermer les deux interrupteurs de terre correspondant au fil avarié. Il est ainsi possible de faire passer le courant par la terre sur une ou plusieurs sections de la ligne : un des deux câbles reliant Vaux-en-Velin à la rue d'Alsace peut aussi être remplacé par la terre. Les prises de terre sont constituées par des plaques en fer : la chute de tension entre ces plaques et la terre ne dépasse pas 200 volts pour l'intensité de courant de 75 ampères.

Usines réceptrices.

Les deux usines réceptrices sont équipées avec des moteurs à courant continu identiques. Ces machines sont doubles, comme les génératrices ; un bâti à trois paliers porte les deux carcasses inductrices tétrapolaires en acier coulé : les pôles rectangulaires sont rapportés et tenus en place par deux vis : ces pôles sont massifs, ainsi que leurs masses polaires. Le diamètre d'alésage est de 1 262 millimètres. L'entrefer simple a 15 millimètres. L'induit de chaque machine, isolé de l'arbre, a 1232 millimètres de diamètre et 300 millimètres de longueur axiale : il porte 111 encoches ouvertes contenant chacune trois bobines de trois spires. Le collecteur, isolé aussi de l'arbre, a 750 millimètres de diamètre et 110 millimètres de longueur axiale utile : il porte 666 lames sur lesquelles frottent quatre lignes de balais à trois frotteurs chacune. La vitesse de rotation est de 428 tours par minute, et la puissance d'une machine simple est de 360 chevaux. Le tableau suivant résume les caractéristiques principales d'une machine simple :

Type de machine.	moteur à courant continu.
Puissance normale.	360 chevaux.
Différence de potentiel aux bornes.	3 820 volts.
Intensité du courant.	75 ampères.
Forme de la carcasse inductrice..	ronde.
Métal constituant cette carcasse..	acier coulé.
Nombre de pôles inducteurs..	4
Nature des pôles et mode de fixation.	acier coulé ; rapportés et fixés par des vis.
Section des noyaux..	rectangulaire.
Type de bobines inductrices..	fil enroulé sur carcasse en zinc.
Nature des masses polaires.	massives.
Diamètre d'alésage.	1 262 mm.
Valeur de l'entrefer simple.	15 —
Diamètre extérieur de l'induit.	1 232 —
Vitesse périphérique de l'induit..	27m,50 par seconde.



Longueur axiale de l'induit.	300 mm.
Nombre de canaux de ventilation.	4 de 10 mm.
Nombre d'encoches..	111
Nombre de bobines de l'enroulement.	333
Nombre de spires par bobine.	3
Diamètre du collecteur.	750 mm.
Vitesse périphérique du collecteur.	16m,80 par seconde.
Longueur axiale utile.	110 mm.
Nombre de lames.	666
Nombre de lignes de balais.	6
Nombre de balais par ligne.	3
Section d'un charbon.	30 × 8 mmq.
Type de porte-balais	pivotants.

L'usine réceptrice de Vaux-en-Velin contient trois moteurs série doubles (720 chevaux) entraînant chacun un alternateur de 500 kilowatts. Les trois alternateurs sont reliés au

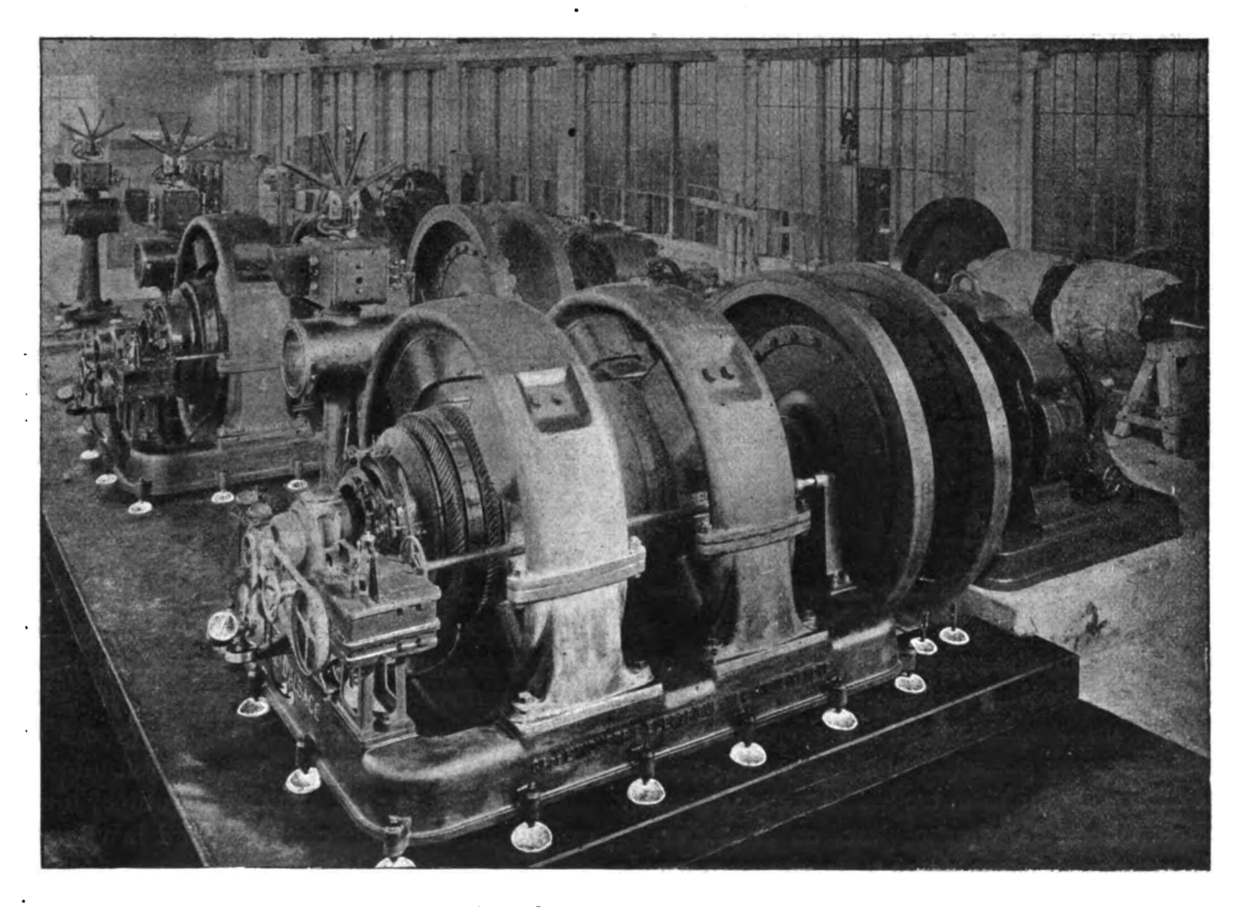


Fig. 8. — Sous-station de la rue d'Alsace.

réseau triphasé de la Société Grenobloise de Force et Lumière et alimentent normalement ce réseau. En cas d'arrêt de l'usine de Moutiers ou de rupture totale de la ligne à courant continu, les groupes convertisseurs pourraient fonctionner en sens inverse, les alternateurs

travaillant en moteurs synchrones en empruntant de l'énergie électrique au réseau triphasé et les moteurs à courant continu fonctionnant en générateurs série pour alimenter l'usine réceptrice de la rue d'Alsace : pour cela, il suffirait de décaler les balais en arrière de la zone neutre. Dans ce cas, pour le démarrage des groupes, on utiliserait une des deux excitatrices à 600 volts des alternateurs entraînées chacune par un moteur asynchrone, et on lancerait le courant produit par cette excitatrice dans l'une des machines série qui, démarrant en moteur, entraînerait l'alternateur. Après avoir accroché celui-ci en parallèle sur le réseau, on décalerait les balais en arrière du sens de rotation : la machine à courant continu deviendrait alors génératrice et l'alternateur fonctionnerait en moteur synchrone.

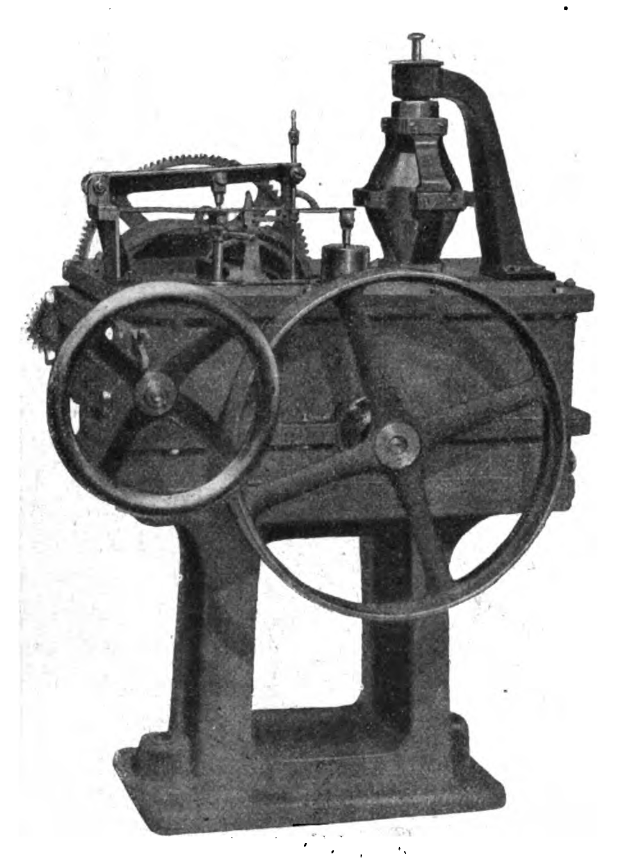


Fig. 9. — Vue d'un régulateur de moteur (Sous-station de la rue d'Alsace).

La ligne aérienne aboutit, à l'usine de Vaux-en-Velin, à un poste de parafoudres semblable à celui de l'usine de La Plombière, à la différence près qu'on a adjoint à ces appareils deux condensateurs de 0,1 microfarad reliés chacun, d'une part à la terre, d'autre part aux conducteurs positif et négatif. En outre, sur chaque pôle, on a shunté les parafoudres à cornes et leurs résistances liquides par un groupe de déchargeurs statiques (D, fig. 7) constitués chacun par dix-huit tubes de résistances à agglomérés groupés trois par trois en parallèle. La disposition du poste de parafoudres est la même qu'à l'usine génératrice dans un local à deux étages contenant, en bas, les résistances et les bobines de réactance, et en haut les parafoudres et les déchargeurs.

Le schéma de la figure 7 indique les connexions générales de l'usine réceptrice de Vaux-en-Velin et de celle de la rue d'Alsace. Les lettres ont, sur ce schéma, la même signification que sur celui de la figure 6. Chaque moteur est desservi par une colonne semblable à celles de l'usine génératrice et portant un interrupteur de court-circuit, un voltmètre, un ampèremètre, un disjoncteur de tension court-circuitant le moteur quand la différence de potentiel aux bornes dépasse de 10 % la valeur normale, et un parafoudre à souffleur, branché entre les bornes du moteur. Chaque machine est munie, en outre, d'un déclancheur de vitesse, placé en bout d'arbre, qui établit un court-circuit quand la vitesse de rotation dépasse de 15 % la vitesse normale.

La vitesse des moteurs est maintenue constante par décalage des balais sur le collecteur suivant la charge. A l'arrêt, les balais sont amenés dans l'axe des pôles, de façon qu'une moitié de l'induit fasse équibre à l'autre moitié. Quand on décale les balais dans le sens de la rotation, on augmente le couple moteur qui atteint sa valeur maxima quand les balais sont sur la ligne de commutation sous l'extrémité des cornes polaires : on ne dépasse pas cette position pour que la machine se trouve toujours dans les mêmes conditions de commutation.

Un régulateur automatique de vitesse commande les mouvements des porte-charbons de chaque moteur. Cet appareil est analogue au régulateur d'intensité de l'usine génératrice, mais le solénoïde est remplacé par un tachymètre entraîné par le moteur. Si le couple résistant augmente, la vitesse du moteur tend à diminuer et le tachymètre fait agir l'encliquetage de façon que les balais soient décalés vers l'avant : quand le couple résistant diminue, l'inverse se produit. Pour permettre un bon réglage de la vitesse, on a muni chaque groupe de deux volants suffisamment lourds formant, en même temps, plateaux d'accouplement. Pour la marche inverse des groupes convertisseurs, en cas d'arrêt de l'usine génératrice, on a prévu sur chaque régulateur un solénoïde dont l'action remplacerait celle du tachymètre.

L'usine réceptrice de la rue d'Alsace, reliée à la précédente par deux câbles, contient cinq groupes convertisseurs. Chacun d'eux (fig. 8) comprend un moteur double de 720 chevaux accouplé à une génératrice à courant continu de 500 kilowatts à 600 volts. On voit nettement, sur la figure 8, les deux volants, le mécanisme de déplacement des balais, le régulateur et la colonne de manœuvre ; tous ces appareils sont semblables à ceux de l'usine de Vaux-en-Velin. La figure 9 représente un régulateur.

On voit, par la description qui précède, combien est intéressante cette nouvelle application du système série au transport d'énergie électrique. L'emploi de courant continu permet l'emploi de très hautes tensions, dont on ne peut envisager l'adoption avec des courants alternatifs, d'une part parce que, pour ces derniers, c'est la tension maxima et non la tension efficace qui détermine les ruptures d'isolement, d'autre part, parce que l'artifice qui consiste à créer un point neutre au milieu du circuit permet d'abaisser de moitié la différence de potentiel par rapport à la terre, et enfin, parce que les surtensions et les phénomènes de résonance, si dangereux sur les circuits alternatifs, sont évités par l'emploi de courant continu. On peut remarquer, à ce dernier point de vue, que l'emploi d'un câble de 4 kilomètres à 50 000 volts, placé à l'extrémité d'une ligne aérienne de 186 kilomètres de longueur, n'aurait pas été sans présenter de sérieuses difficultés avec des courants alternatifs.

Jean Reyval.

LA TRACTION ÉLECTRIQUE SUR LE MÉTROPOLITAIN DE VIENNE

Le ministère des chemins de fer autrichiens a engagé les différents constructeurs à étudier l'application de la traction électrique au chemin de fer de Landeck-Bludenz ($64^{km},2$) passant par le tunnel de l'Arlberg, au chemin de fer de Villach à Trieste (210 kilomètres) passant par le tunnel de Karawanken, et au chemin de fer métropolitain de Vienne, de $27^{km},8$ de longueur. Toutes ces lignes sont actuellement exploitées au moyen de locomotives à vapeur. Étant donnée la présence de tunnels assez longs (l'Arlberg a $11^{km},1$ et le Karawanken 8 kilomètres) et de rampes assez fortes (jusqu'à 31 ‰), la traction électrique présenterait, pour l'exploitation de ces lignes, des avantages importants (1). Il en est de même pour le chemin

(1) Il faut tenir compte aussi, pour juger de l'intérêt présenté par l'adoption électrique, de ce que plusieurs chutes d'eau puissantes peuvent être utilisées à proximité de ces lignes pour la production de l'énergie électrique, tandis que, d'autre part, le charbon nécessaire aux locomotives coûte très cher par suite de l'éloignement des mines.



de fer métropolitain de Vienne, dont une grande partie (22 %) est souterraine et où le désagrément provenant de l'accumulation de la fumée est si sensible qu'un grand nombre de voyageurs préfèrent prendre des tramways moins rapides et moins commodes. La question de confort des voyageurs n'est d'ailleurs pas la seule que l'on a à envisager : les dépôts de suie conduisent à des frais d'entretien élevés, et l'action de la fumée et de la vapeur chaudes sur les constructions en fer amène de très rapides détériorations de celles-ci.

Un projet tout à fait intéressant pour l'électrification du métropolitain de Vienne a été établi par la maison Krizik et présenté par MM. Rosa et List. Ce projet ayant reçu l'approbation du ministère des chemins de fer, une locomotive a été construite et fait l'objet d'essais détaillés sur une ligne expérimentale formée par un tronçon de 2 kilomètres de longueur avec une rampe de 21 ‰.

Le problème posé comporte la traction de trains de 130 tonnes, non compris le poids de la locomotive, sur une voie présentant des rampes maxima de 30 ‰. Les trains doivent se succéder à des intervalles de 2 minutes et demie : en hiver ils comprennent six voitures (80 tonnes); en été, sept voitures (100 tonnes) et les dimanches, dix voitures (130 tonnes). La vitesse maxima est de 50 kilomètres à l'heure. Le poids sur un essieu ne doit pas dépasser 14,5 tonnes.

Le système proposé par la maison Krizik repose sur l'emploi de courant continu à haute tension utilisé dans quatre moteurs connectés en série. On se rappelle qu'en 1903 une solution analogue a été employée par M. Thury pour l'établissement de la locomotive faisant le service entre Saint-Georges de Commiers et La Mure [1]. Dans cette installation, la tension adoptée est de 2 400 volts répartis en deux ponts de 1 200 volts : le courant est amené par deux fils aériens et les rails servent de conducteur neutre. Sur chaque pont sont branchés deux moteurs à 600 volts reliés en série et attaquant chacun un essieu. Ces moteurs n'étant pas accouplés mécaniquement ensemble, le patinage des roues d'un des deux essieux présente un grave danger, car la force contre-électromotrice du moteur qui patine augmentant proportionnellement à sa vitesse de rotation, la différence de potentiel aux bornes de ce moteur peut atteindre presque les 1 200 volts qui se répartissent normalement entre les deux moteurs. Pour l'exploitation de la voie reliant Tabor à Béchyne, la maison Krizik a adopté également le système à deux ponts avec 1 400 volts entre fils extrêmes et a toujours obtenu avec ce système des résultats très satisfaisants. La tension choisie dans le cas du métropolitain de Vienne est de 3 000 volts entre les deux fils aériens extrêmes et de 1 500 volts entre un fil aérien et les rails de roulement servant de conducteur intermédiaire. Une particularité du système consiste dans la commande des essieux moteurs. Chacun de ceux-ci est entraîné, comme nous le verrons plus loin, par deux moteurs placés de part et d'autre de lui et attaquant une même roue dentée. Ces deux moteurs sont reliés en série et branchés sur l'un des ponts : étant accouplés mécaniquement ensemble, ils tournent toujours tous deux à la même vitesse, et l'on évite ainsi l'inconvénient signalé ci-dessus en cas de patinage d'une paire de roues motrices.

Les considérations qui ont conduit à l'adoption de ce système sont les suivantes. Pour un service comme celui dont il s'agit, avec des démarrages très fréquents et de très courtes périodes de pleine vitesse, le moteur série à courant continu présente des avantages qui le rendent extrêmement précieux. Or, pour la puissance nécessaire, on peut construire des moteurs à 750 volts présentant d'une façon certaine un bon fonctionnement, mais on ne peut guère avoir recours à une tension plus élevée, sous peine de s'exposer à des ennuis prove-

[1] *Éclairage Électrique*, t. XXXVII, 24 octobre 1903, p. 130.



nant des collecteurs (1). La puissance absorbée par un train comme ceux dont il s'agit étant importante, l'intensité de courant absorbée sous 750 volts par la locomotive serait très élevée, et il faudrait prévoir de nombreuses sous-stations, de fortes sections de conducteurs, etc. Grâce à l'emploi de moteurs en série, on peut quadrupler la tension d'alimentation et exploiter, sans point d'alimentation intermédiaire, une longueur de ligne assez considérable. Il faut noter en outre que, les rails servant seulement de point neutre, le fonctionnement des locomotives ne dépend pas, avec ce système, de l'état des rails, et ne souffre pas des couches de graisse, de neige ou de glace qui peuvent éventuellement recouvrir les voies. C'est là un point très important pour le service d'hiver sur les lignes découvertes. En outre, les rails n'étant parcourus que par des courants insignifiants, les effets d'électrolyse et l'action sur les lignes téléphoniques ou télégraphiques sont évités. Enfin, au point de vue de la sécurité d'exploitation, le système à trois fils présente un avantage considérable. Le courant étant produit par deux groupes de générateurs absolument indépendants l'un de l'autre, on peut, en cas d'avarie à l'un des groupes ou à l'un des fils aériens, continuer à assurer le service à demi-vitesse en alimentant les locomotives au moyen d'un seul pont. De même, si les appareils d'une moitié de l'équipement d'une locomotive sont accidentellement détériorés, les appareils branchés sur le second pont peuvent assurer à eux seuls la propulsion de la machine.

Les locomotives, dont la description sera donnée plus loin, pèsent 29 tonnes et reposent sur deux essieux moteurs, dont chacun a une puissance maxima de 400 chevaux à la vitesse de 25 kilomètres à l'heure. Le réglage de la vitesse est obtenu par des groupements série-parallèle des deux groupes de moteurs qui sont d'abord branchés tous deux sur un seul pont, puis sont reliés ensuite aux conducteurs extrêmes, comme le montre le schéma de la figure 1, qui représente les différents groupements et les connexions correspondant aux différentes vitesses. On voit d'après ce schéma que, dans toutes les positions, la jonction entre les

Fig. 1.

(1) Pour de plus gros moteurs, on pourrait aller jusqu'à 1 000 volts aux bornes de chaque moteur et employer ainsi une tension totale de 4 000 volts.

moteurs et les résistances reste invariable, ce qui permet l'emploi d'un controller simple.

Le mode de réglage qui consiste à relier d'abord les quatre moteurs sur un seul pont a été adopté par les constructeurs non seulement à cause des économies de courant qui en résultent, mais aussi parce que, à demi tension, la vitesse de rotation des moteurs brusquement déchargés (lors d'un patinage par exemple) n'augmente pas autant qu'à pleine tension, avec réglage par résistances seules. Avec des moteurs puissants, il peut arriver facilement que le mécanicien fasse patiner les roues en manœuvrant trop rapidement le controller : il est évident que l'adhérence sera reprise d'autant plus vite que la vitesse n'aura pas été trop grande lors du patinage.

Toute l'exploitation consistant presque uniquement en démarrages des trains, que l'on freine aussitôt qu'ils ont atteint une certaine vitesse, les constructeurs ont porté toute leur attention sur le démarrage et sur les couplages correspondants : ils se sont efforcés d'obtenir la plus grande accélération possible pour une consommation d'énergie aussi uniforme que possible pendant la période de démarrage. Pour pouvoir obtenir une accélération assez élevée, on a établi l'équipement pour une vitesse maxima de 50 kilomètres à l'heure, en prévoyant pour les deux dernières vitesses une diminution du flux inducteur de chaque moteur afin de pouvoir travailler avec de fortes intensités de courant jusqu'à la fin du démarrage et de pouvoir malgré cela maintenir une plus faible vitesse sans perte d'énergie dans les résistances. De cette façon, on est parvenu à assurer à la locomotive une accélération de 36 centimètres par seconde jusqu'à la vitesse de 30 kilomètres à l'heure : au delà de cette vitesse, l'accélération décroît lentement. Le système décrit permettait seul d'obtenir, avec une locomotive de 29 tonnes à deux essieux, une telle accélération d'un train aussi lourd.

Les expériences faites sur la voie d'essais avec la locomotive construite ont confirmé pleinement les prévisions. Le rendement de l'ensemble est très bon, et s'élève à 80 °/₀ pendant la période de démarrage, en tenant compte des pertes dans les résistances, dans les moteurs, les engrenages, etc. Avec ce rendement, on arrive à une consommation moyenne de 48 watts-heure par tonne-kilomètre pendant le démarrage.

La ligne d'essais est très défavorable. Tandis que sur tous les tronçons la distance moyenne entre deux stations est de 950 mètres, cette distance n'est que de 625 mètres sur la ligne expérimentale, de sorte que la période de démarrage représente une fraction extrêmement importante de la durée totale du trajet. En outre, la ligne présente une rampe de 21 °/₀₀ sur 332 mètres de longueur et, avant celle-ci, des courbes de 120 mètres de rayon sur lesquelles on ne doit pas marcher à une vitesse supérieure à 10 kilomètres à l'heure.

Ligne aérienne.

On a employé un fil de 115 millimètres carrés de section en forme de 8 calculé pour donner, sur le réseau total du chemin de fer métropolitain, une chute de tension de 3 °/₀. Les deux conducteurs extérieurs sont symétriques par rapport à l'axe de la voie et sont placés à $1^m,40$ l'un de l'autre : leur hauteur au-dessus du sol est de $5^m,20$. Chaque fil est suspendu individuellement, de façon qu'une avarie ne puisse pas survenir aux deux fils en même temps.

Les fils sont fixés à des supports doublement isolés que représentent les figures 2 et 3. Ces supports, essayés sous une tension de 30 000 volts, sont eux-mêmes soutenus élastiquement par des fils d'acier reliés aux bras transversaux par des isolateurs du type accordéon.



Ce mode de montage est représenté par la figure 4 : les isolateurs des fils d'acier sont représentés par la figure 5. L'isolement des fils de contact est resté bon pendant la durée des

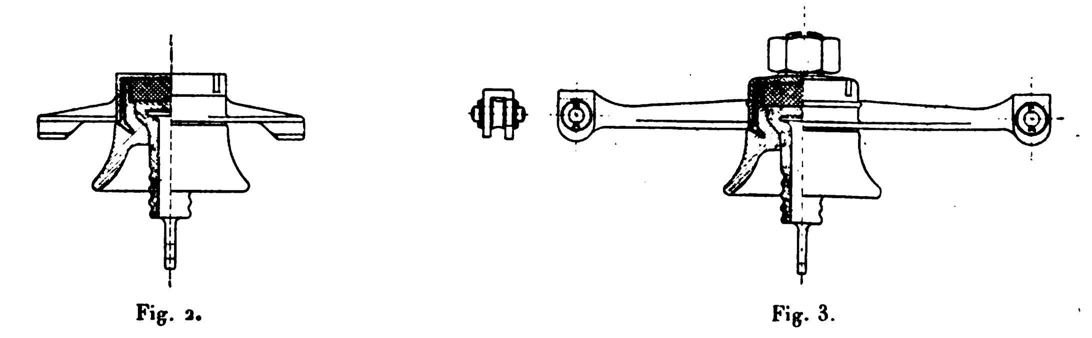


Fig. 2. Fig. 3.

essais, quoique la fumée des locomotives de 300 trains par jour eût recouvert les isolateurs de suie.

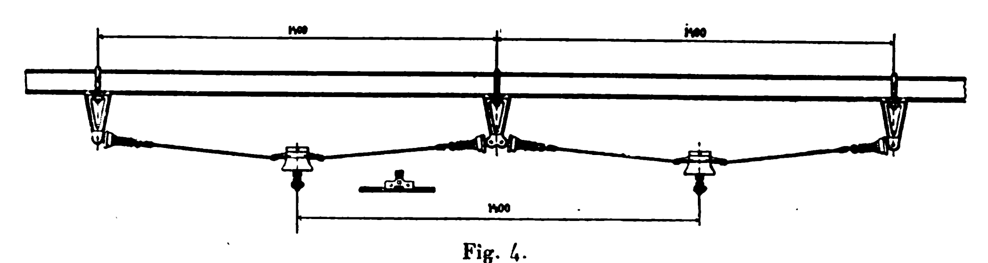


Fig. 4.

La ligne est à double voie, et la ligne aérienne est disposée de façon que les deux conducteurs extérieurs et les deux conducteurs intérieurs aient même polarité. Cette disposition facilite l'établissement des aiguilles et des traversées. Les deux conducteurs intérieurs ayant la même polarité, il est inutile de les isoler l'un de l'autre dans les croisements. Les voies de garage sont équipées avec des conducteurs d'une seule polarité, et les trains prennent l'aiguille sans s'occuper de la ligne aérienne. Par exemple la station de Praterstern, qui possède 5 aiguilles, est munie simplement de trois isolateurs intercalés sur les fils aériens.

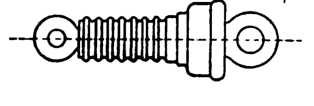


Fig. 5.

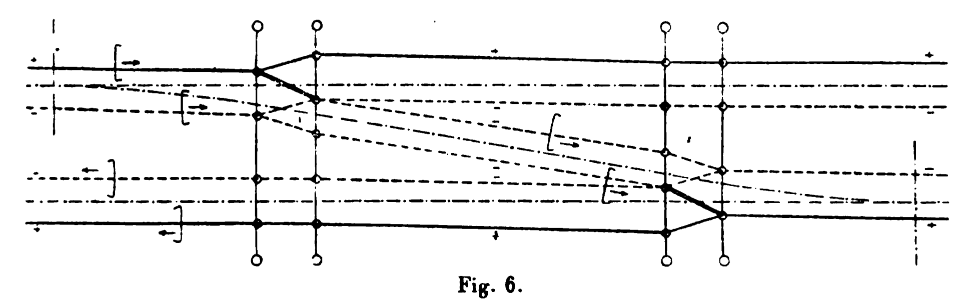


Fig. 6.

Le passage d'une voie à une autre voie parallèle comprend deux de ces isolateurs : la disposition adoptée est indiquée par la figure 6. Les fils de contact ne sont jamais interrompus par des isolateurs, ni dans les sections droites, ni dans les aiguilles : pour le passage de ces dernières, le mécanicien n'a pas à s'occuper de la ligne aérienne, et le courant n'est jamais interrompu.

(A suivre.) A. Solier.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Absorption des rayons α du radiotellure par les métaux.* — F. Meyer.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 décembre 1906.

Pour déterminer l'absorption des rayons α du radiotellure (radium F), l'auteur a employé la méthode électrique. Un disque de cuivre de 4 centimètres de diamètre supportait une couche de radiotellure et était placé sur une petite glissière que l'on pouvait déplacer au moyen d'un engrenage. Contre la préparation était placé un diaphragme formé d'une feuille de laiton de 2 millimètres d'épaisseur et de 5 centimètres de diamètre, munie en son centre d'un trou portant un tube de laiton de 10 millimètres de longueur et de 19 millimètres de diamètre intérieur. Ce tube de laiton était entièrement rempli de petits tubes concentriques en cuivre mince ayant une longueur de 10 millimètres et un diamètre intérieur de $1^{mm},8$. Avec ce diaphragme, on obtient des rayons dont l'angle avec la normale à la plaque ne dépasse pas 10° par rapport à la normale.

Les rayons qui sortaient du diaphragme pénétraient dans un condensateur cylindrique composé d'un tube de laiton de 5 centimètres de longueur et de $2^{cm},6$ de largeur. Un fil métallique bien isolé de $3^{mm},5$ de diamètre était placé dans ce tube parallèlement à l'axe : le tube était chargé à 136 volts au moyen d'une petite batterie, et le fil était relié à l'une des paires de quadrants d'un électromètre de Dolezalek dont l'autre paire de quadrants était reliée à la terre. L'aiguille de l'électromètre était chargée à 68 volts ; la sensibilité était d'environ 536 millimètres par volt pour une distance d'échelle de $1^{m},50$.

Avec ce dispositif expérimental, on mesura d'abord l'absorption d'une couche mince d'aluminium de $0^{mm},0035$ d'épaisseur en fonction de la distance MR de la préparation. Les valeurs trouvées sont indiquées par le tableau I. En mesurant l'ionisation dans le condensateur de mesure en fonction de la distance MR_1 sans qu'aucune feuille d'aluminium fût interposée sur le trajet des rayons, l'auteur a obtenu les résultats du tableau II.

TABLEAU I

DISTANCE MR	ABSORPTION EN °/o
$1^{cm},35$	26,7 °/o
1 55	35,9
1 75	44,8
1 95	55,7
2 15	65,5
2 35	78,2
2 55	85,7
3 15	43,4
3 35	7,3
3 55	2,4
3 75	0,0

TABLEAU II

DISTANCE MR	TEMPS
$1^{cm},35$	$30^{sec},2$
1 55	31 8
1 75	33 8
1 95	38 6
2 15	43 6
2 35	55 2
2 55	69 4
2 75	107 0
2 95	179 8
3 15	369 8

L'ionisation est évaluée par le temps que met l'électromètre à se charger jusqu'à une déviation déterminée. Ces chiffres sont inversement proportionnels à l'ionisation. On peut voir, d'après le tableau II, quelle est l'ionisation produite par les différents rayons ayant parcouru différentes longueurs dans l'air. On peut en déduire l'absorption dans les feuilles d'aluminium, au moyen des chiffres du tableau I. Le tableau III indique les résultats obtenus ainsi pour 2 feuilles d'aluminium : ces résultats concordent bien avec les valeurs mesurées.

TABLEAU III

DISTANCE MR	ABSORPTION EN %	
	MESURÉE	CALCULÉE
1cm,35	71,1 %	71,6 %
1 55	81,3	83,1
1 75	89,0	89,8

Le tableau IV indique les résultats d'une série d'observations relatifs à une feuille d'étain.

TABLEAU IV

DISTANCE MR	TEMPS		ABSORPTION EN %
	SANS ÉTAIN	AVEC ÉTAIN	
1cm,35	28",8	33",8	14,8 %
1 55	31 8	36 0	11,7
1 75	34 6	41 4	16,4
1 95	37 8	49 4	23,5
2 15	44 2	60 2	26,6
2 35	55 2	88 6	37,7
2 55	71 0	139 4	49,1

Le tableau V indique les résultats relatifs à 2 feuilles d'étain : sur ce tableau ont été portées (5e colonne) les valeurs calculées pour 2 feuilles d'après les chiffres du tableau V.

TABLEAU V

DISTANCE MR	TEMPS		ABSORPTION EN %	
	SANS 2 Sn	AVEC 2 Sn	MESURÉE	CALCULÉE
1cm,35	30",2	39",0	22,6 %	27,6 %
1 55	32 8	44 8	26,8	28,0
1 75	34 2	53 8	36,4	38,1
1 95	37 8	67 6	44,1	49,1
2 15	44 6	103 4	56,9	58,0

D'après la même méthode, on peut, au moyen des tableaux I, II et IV, calculer l'absorption subie par les rayons dans la direction Al — Sn et l'absorption subie par les rayons dans la direction Sn — Al. Les résultats sont indiqués par les tableaux VI et VII.

TABLEAU VI

Direction des rayons Al → Sn.

DISTANCE MR	TEMPS		ABSORPTION EN %	
	SANS FEUILLE	AVEC FEUILLE	MESURÉE	CALCULÉE
1cm,35	29",8	52",4	43,1 %	45,0 %
1 55	32 2	65 8	51,1	57,4
1 75	35 2	96 6	63,6	68,3

TABLEAU VII

Direction des rayons Sn → Al.

DISTANCE MR	TEMPS		ABSORPTION EN %	
	SANS FEUILLE	AVEC FEUILLE	MESURÉE	CALCULÉE
1cm,35	28",0	57",6	51,4 %	51,4 %
1 55	30 6	75 6	59,5	56,3
1 75	35 8	114 2	68,7	67,8
1 95	38 6	203 0	81,0	79,6
2 15	44 2	350 4	87,4	86,8

Les résultats de ces expériences montrent qu'il n'est pas nécessaire, pour expliquer l'absorption des rayons α dans des feuilles métalliques, d'admettre la production d'une radiation secondaire ou d'une dispersion diffuse dans les métaux. On voit qu'il est possible, en supposant que l'absorption et l'ionisation sont proportionnelles l'une à l'autre, de calculer l'absorption des rayons α du radiotellure dans plusieurs feuilles métalliques superposées, lorsqu'on connaît l'absorption dans les différentes feuilles isolées.

B. L.

Sur la radiation du thorium A. — **F. v. Lerch.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 décembre 1906.

L'auteur a mesuré l'absorption produite par des écrans de différentes épaisseurs sur la radiation du thorium B, puis sur la radiation du thorium A en équilibre avec le thorium B : pour cela il a évalué la proportion (en %) des rayons que laissent passer des écrans de différentes épaisseurs quand on les place une fois sur du thorium B séparé, et une autre fois sur des corps directement induits, plusieurs heures après que la préparation active avait été éloignée. La proportion de la radiation trouvée de cette façon est indi-

quée (en °/₀) par les chiffres des tableaux I et II pour le thorium A + thorium B et pour le thorium B seul. Dans ce tableau, le chiffre placé à droite de Al indique le nombre de feuilles d'aluminium de $2,1.10^{-4}$ centimètres d'épaisseur employées comme écran.

TABLEAU I

Mesures avec un électromètre.

	Th. A + Th. B		Th. B	
Al 1. . . .	80,1 80,1 80,6	80,27	< 81,13	81,7 81,7 80,0
Al 1. . . .		84,8	< 85,1	
Al 1. . . .		84,8	< 85,6	
Al 3. . . .	76,2 76,5	76,35	> 72,65	72,4 72,9
Al 4. . . .		60,3	> 600	
Al 4. . . .	56,46 56,4	56,43	56,9	57,3 56,5
Al 6. . . .	44,0 44,3	44,15	> 43,57	42,8 44,1 43,8
Mica	74,4 74,8	74,6	< 76,6	77,9 75,3
—		68,6	< 71,6	
—		57,5	< 58,0	

Comme le montrent les chiffres de ces tableaux, la radiation du thorium A + B est plus fortement réduite que la radiation du thorium B. Le thorium A émet donc des rayons plus facilement absorbables que les rayons α du thorium B. Pour les couches plus épaisses, l'effet s'inverse : la radiation du thorium B est plus absorbée que celle du thorium A + B ; le thorium A émet donc des rayons plus pénétrants que les rayons α absorbés du thorium B. Les rayons les plus pénétrants doivent constituer la majeure partie de la radiation totale du thorium A, sans quoi l'effet ne pourrait pas s'inverser. Il reste sûrement une radiation β. L'auteur a déterminé la valeur de celle-ci et a trouvé, pour une épaisseur d'aluminium de $2,3.10^{-3}$ centimètre les résultats suivants.

Th. A + B		Th. B
95,2 94,2	<	102,3 102,7 98,8

TABLEAU II

Mesures avec un électroscope.

	Th. A + B		Th. B	
Al 1. . . .	76,8 76,0 76,1 76,3	76,30	< 76,93	77,0 76,6 77,7 76,5 77,0 76,8
Al 2. . . .	63,4 62,7	63,05	< 64,07	64,1 64,0 64,1
Al 2. . . .	63,7 64	63,85	< 64,40	64,4 64,4
Al 3. . . .		55,1	> 53,6	
Al 4. . . .	54,9 55,6 54,1	54,87	> 53,07	52,9 53,2 53,1
Al 6. . . .	27,1 27,6	27,35	> 27,15	26,8 27,5
Al 6. . . .		29,4	> 28,6	
Al 11.. . .	18,1 18,2 18,2	18,17	> 17,25	17,1 17,4

En résumé, l'on voit que le thorium A émet une radiation qui est en partie moins pénétrante, et en partie plus pénétrante que les rayons α du thorium B ou du thorium C.

B. L.

***Sur la diminution du potentiel explosif sous l'influence de certains rayons.* — J. Herweg.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 décembre 1906.

L'auteur a fait des expériences sur un éclateur à boules, en faisant agir sur lui des rayons ultraviolets, des rayons cathodiques et la décharge entre pointes d'un transformateur Tesla alimenté par une machine à influence de Töpler. Les rayons ultraviolets étaient produits par un arc électrique entre électrodes de zinc : en outre, l'éclateur était soumis aux rayons d'une faible préparation de radium. Le potentiel explosif, mesuré tantôt avec éclairement par les rayons de la lampe, et tantôt sans éclairement, a présenté les valeurs de 11350 volts et 10700 volts. Dans d'autres expériences, les rayons cathodiques étaient produits par un tube de Crookes alimenté par un transformateur Tesla : la radiation conservait une valeur constante pendant 20 me-

sures, comme l'ont montré des essais préliminaires. L'intensité des rayons était telle qu'un écran au platino-cyanure de baryum était luminescent à 2,5 ou 3 centimètres de la fenêtre; celle-ci était à 0,5 ou 0,75 centimètres de l'éclateur; les rayons tombaient perpendiculairement sur celui-ci. Les mesures furent faites de la façon suivante : on augmentait d'abord lentement la tension sans faire agir les rayons cathodiques, et on lisait sur un électromètre de Braun la valeur de la tension au moment où l'étincelle jaillissait. Ensuite on faisait agir les rayons cathodiques, et l'on renouvelait la mesure. Les observations ont porté sur des distances explosives de 3, 2 et 1 millimètres de longueur. Les résultats obtenus sont indiqués dans le tableau I.

TABLEAU I

DISTANCE EXPLOSIVE	POTENTIEL EXPLOSIF EN VOLTS				
	SANS RAYONS CATHODIQUES		AVEC RAYONS CATHODIQUES		
3 mm.	11 100	11 100	6 100	5 900	
2 —	8 200	8 350	3 500	3 350	
3 —	11 100	11 100	5 200	5 200	
2 —	8 350	8 350	3 350	3 350	
3 —	10 950	11 100	5 200	5 000	
2 —	8 200	8 200	3 500	3 350	tension —
1 —	4 800	4 800	2 200	2 200	
2 —	8 350	8 200	3 350	3 350	
3 —	10 950	10 950	5 350	5 200	
3 —	10 850	10 950	5 200	5 200	
2 —	8 200	8 350	3 900	4 100	
1 —	4 800	4 800	2 500	2 500	
3 —	10 850	10 850	5 200	5 200	
2 —	8 200	8 200	3 900	4 100	
1 —	4 650	4 650	2 500	2 500	
3 —	10 850	10 950	5 700	5 200	tension +
1 —	4 800	4 800	2 500	2 850	
2 —	8 200	8 350	4 650	4 800	
3 —	10 700	10 850	5 900	6 100	

On voit, d'après ces résultats, que le potentiel explosif est abaissé de moitié environ par l'action des rayons cathodiques. Les chiffres obtenus sans rayons concordent avec les chiffres de Heydweiller-Paschen.

Comme ionisateur encore plus puissant, l'auteur a employé une décharge entre pointes, placée à $4^{cm},5$ de l'éclateur. Le tableau II indique les résultats obtenus :

TABLEAU II

DISTANCE des BOULES	POTENTIEL EXPLOSIF EN VOLTS				
	SANS DÉCHARGE entre pointes.		AVEC DÉCHARGE entre pointes.		
3 mm.	11 200	11 350	6 550	6 700	
2 —	8 350	8 350	4 800	5 000	Tension +
1 —	4 800	4 800	4 100	3 900	
1 —	4 800	4 800	3 500	3 700	
2 —	8 350	8 350	4 450	5 000	Tension —
3 —	11 350	11 350	6 250	6 600	

Ces chiffres montrent aussi un abaissement important du potentiel explosif.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***La chute de tension dans les alternateurs triphasés.* — H.-M. Hobart et F. Punga.** — *Elektrische Bahnen*, 4 et 11 décembre 1906.

Un grand nombre de méthodes ont été indiquées par Rothert, Behn Eschenburg, Potier, Behrend, Kapp, Blondel, Arnold, pour la prédétermination de la chute de tension dans les alternateurs. Jusqu'ici ces différentes méthodes n'ont fait l'objet d'aucune étude critique complète, propre à déterminer la valeur de l'une ou l'autre d'entre elles, et l'on est fort embarrassé pour choisir celle à laquelle on doit avoir recours.

Pour se faire une idée de la valeur des différentes théories, les auteurs ont suivi une voie laborieuse, mais sûre. Ils sont partis de l'hypothèse que les différences entre les diverses théories sont explicables en partie par le fait que la composition vectorielle des différents champs de force dans un diagramme a été considérée souvent comme rigoureuse sans être suffisamment fondée. De tels diagrammes ont été extrêmement utiles dans beaucoup de cas, mais dans les machines à pôles saillants, la possibilité d'emploi des diagrammes n'a jamais été prouvée. Les auteurs ont d'abord étudié l'influence d'un seul conducteur induit parcouru par un courant dans une position déterminée vis-à-vis du pôle inducteur : cette influence a été déterminée d'a-

près des lois magnétiques bien connues. Un conducteur prend pendant un tour toutes les positions possibles par rapport au pôle inducteur ; pour chacune des positions, le courant qui circule dans le conducteur a une valeur différente. Les auteurs ont trouvé une influence moyenne en déterminant par exemple pour dix points symétriques l'action du conducteur, et en divisant par 10 la somme ainsi obtenue. De cette façon, ils sont parvenus, presque sans l'emploi de procédés mathématiques, à déterminer l'influence moyenne d'un conducteur induit : le passage à la réaction d'induit dans un générateur triphasé en charge était ensuite facile.

A la fin de leur étude, les auteurs indiquent quels sont les facteurs qui ont été négligés dans les différentes théories : ils ont trouvé que le mode de calcul indiqué par Blondel, puis plus tard par Arnold et La Cour, conduit presqu'aux mêmes résultats que leurs calculs élémentaires.

Soit (fig. 1) une bobine d'induit parcourue par un courant. Pour les lignes de force engendrées, il y a trois chemins différents, et l'on doit par suite décomposer en trois parties l'influence d'un conducteur parcouru par du courant.

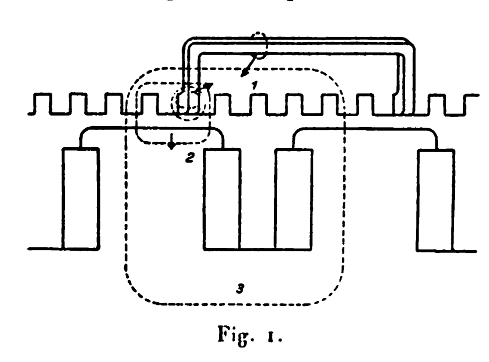


Fig. 1.

Chemin I. — Les lignes de force se ferment autour de la bobine, mais sans pénétrer dans la masse polaire. Elles passent en partie autour des têtes de bobines, en partie par les encoches.

Chemin II. — Les lignes de force passent de l'induit dans la masse polaire voisine et retournent à l'induit par l'autre extrémité de la masse polaire, sans avoir traversé le noyau polaire ni la culasse.

Chemin III. — Les lignes de force pénètrent par une masse polaire, traversent le noyau inducteur, la culasse, le noyau inducteur voisin, et la masse polaire voisine pour retourner à l'induit.

Les lignes de force qui pénètrent dans la masse polaire ne peuvent pas être utilisées directement dans le diagramme vectoriel, mais seulement les lignes de force qui ne pénètrent pas dans la masse polaire, c'est-à-dire celles qui suivent le chemin I. Le diagramme relatif à ces lignes de force est donné par la figure 2. OE est la différence de potentiel aux bornes, OJ le courant (tous deux supposés sinusoïdaux). Le courant est déphasé de $\varphi°$ sur la différence de potentiel aux bornes.

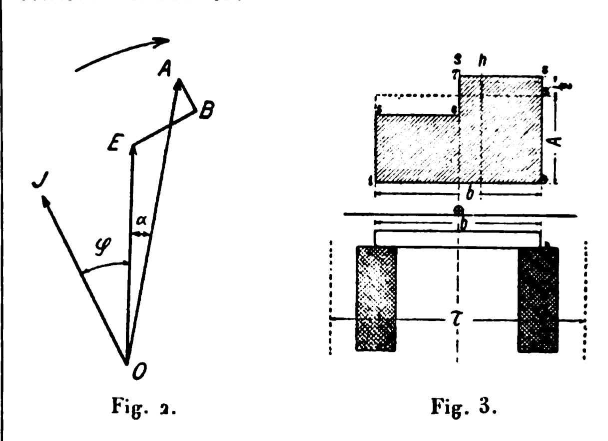


Fig. 2. Fig. 3.

La tension intérieure OA est supérieure des vecteurs EB et BA à la différence de potentiel aux bornes. EB est perpendiculaire à J et représente la f. é. m. de self-induction ; BA est parallèle à OJ et représente la chute ohmique. OE est déphasé de $\alpha°$ par rapport à la tension intérieure OA ; généralement, OE, OJ et φ sont donnés ; EB et BA doivent être calculés d'après les dimensions de la machine ; OA et α sont donnés par le diagramme. Un exemple montrera plus loin comment on doit calculer EB.

Pour pouvoir représenter facilement l'influence des lignes de force de dispersion qui suivent les chemins II et III, les auteurs considèrent provisoirement la réluctance magnétique du fer (induit, dents, noyaux-inducteurs, culasse). La figure 3 représente symboliquement un tel circuit magnétique. On considère un conducteur induit au moment où il se trouve en face du milieu du pôle : soit i le courant qui passe dans ce conducteur.

Le flux magnétique existant à vide doit être supposé uniforme sur l'arc polaire b et peut être représenté graphiquement par le rectangle 1234, les ordonnées représentant directement les ampère-tours A d'une bobine inductrice : ceux-ci étant, dans le cas dont il s'agit, directement

proportionnels à l'induction magnétique dans l'air, on a :

flux par pôle (à vide) $= C^{te} . Ab$.

Le courant i qui circule dans le conducteur induit augmente la force magnétomotrice sur une corne polaire et la diminue sur l'autre. La répartition des lignes de force en charge peut être représentée par la figure 156784 dans laquelle les ordonnées maxima (4 à 8) sont de i plus grandes que les ordonnées minima (1 à 5). Le flux total a la même valeur que précédemment ($C^{te} . Ab$); la f. é. m. induite par ce flux est plus grande qu'à vide, parce que le coefficient k servait au calcul de la tension d'après le nombre de tours d'enroulement, la pulsation et le flux sont un peu plus grands pour la répartition 156784 que pour la répartition uniforme, de même qu'un arc polaire plus petit produit une augmentation de k.

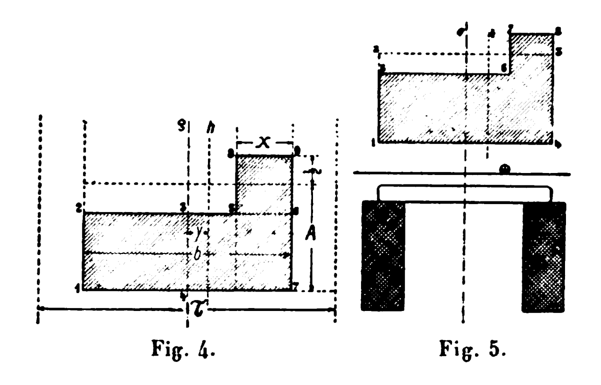


Fig. 4. Fig. 5.

L'influence la plus importante est le déplacement de la ligne moyenne du flux. Dans l'induit non chargé, le milieu du pôle g formait en même temps l'axe du flux, tandis que maintenant cet axe est déplacé de g vers h.

Avant d'étudier plus en détail ce déplacement, les auteurs considèrent d'abord le cas général où le conducteur induit n'est pas en face du milieu du pôle. La figure 5 représente le conducteur à droite du milieu du pôle et la répartition des lignes de force qui en résulte. On voit immédiatement la différence fondamentale : dans la figure 3 la grandeur du flux n'est pas modifiée par le conducteur parcouru par un courant ; dans la figure 4, le nombre des lignes de force a été diminué, car l'affaiblissement de la force magnétomotrice sur le côté gauche s'étend sur une plus grande partie de l'arc polaire ; et finalement la diminution des lignes de force de ce côté est plus grande que l'accroissement des lignes de force du côté droit.

Pour chaque position du conducteur induit, deux actions sont donc à considérer :

1° L'augmentation ou la diminution du flux ;

2° Le déplacement du centre de gravité du flux.

Le calcul est fait sur l'exemple de la figure 5, que la figure 4 représente à nouveau pour plus de facilité. On a les équations :

flux à vide $= C^{te} Ab$

flux avec conducteur parcouru par le courant

$$= C^{te}\left(Ab - \frac{i}{2}b - xi\right)$$

$$\textit{Diminution} = C^{te}\frac{i}{2}(b - 2x),$$

en désignant par x la distance du conducteur au bord du pôle. Les auteurs montrent comment on peut utiliser cette formule extrêmement simple pour déterminer la diminution moyenne du flux dans un alternateur. La machine possède par hypothèse n tours par pôle (c'est-à-dire une bobine de $2n$ tours par paire de pôles ; le courant efficace (supposé sinusoïdal) de l'induit est i. Comme l'on sait, le courant maximum $i\sqrt{2}$ se produit toujours dans chaque conducteur à une certaine distance en avant ou en arrière du milieu du pôle. Cette distance φ', mesurée en degrés électriques (un pas polaire $= 180°$) dépend du déphasage entre le courant et la différence de potentiel aux bornes (φ), du déphasage entre la différence de potentiel aux bornes et la tension intérieure (α) fig. 2, et du décalage de l'axe du flux (β) :

$$\varphi' = \varphi + \alpha + \beta.$$

Pour déterminer la relation entre l'affaiblissement moyen du flux et φ', les auteurs étudient successivement les valeurs

$$\varphi' = 0 ; \quad \varphi' = \tau/10 ; \quad \varphi' = 2\tau/10 \ldots, \text{ etc.}$$

τ étant le pas polaire. Ce calcul est laborieux, mais tout à fait élémentaire. Les auteurs en indiquent le résultat pour $b = \tau/2$: pour $\varphi' = 0$ l'affaiblissement moyen du flux est nul ; pour les autres valeurs de φ', il a les valeurs suivantes :

$0,128 (ni)\tau$	pour	$\varphi' = \tau/10$
$0,24 (ni)\tau$	—	$\varphi' = 2\tau/10$
$0,33 (ni)\tau$	—	$\varphi' = 3\tau/10$
$0,39 (ni)\tau$	—	$\varphi' = 4\tau/10$
$0,41 (ni)\tau$	—	$\varphi' = 5\tau/10$

$\varphi' = 5\tau/10$ correspond à $\varphi' = 90°$.

Les chiffres 0,128, 0,24 suivent presque exactement la loi 0,41 sin φ' et l'on peut écrire :

$$\text{affaiblissement du flux} = C^{te}.\,0{,}41\,(ni)\,\tau\sin\varphi' = 0{,}82\,ni\sin\varphi'\,b.$$

Il ne faut pas perdre de vue que toutes ces écritures sont symboliques. Le flux primitif s'écrit, de cette même façon :

$$C^{te}.\,Ab.$$

Le résultat peut être exprimé aussi de la façon suivante : pour un arc polaire $b = \tau/2$, (ni) ampère-tours effectifs produisent le même affaiblissement du flux que si les ampère-tours inducteurs A avaient été diminués de 0,82 $ni \sin\varphi'$. Les auteurs ont fait encore ce calcul élémentaire pour $b/\tau = 0{,}6$ et $b/\tau = 0{,}7$ et ils ont obtenu $0{,}78\,(ni)\sin\varphi'$ et $0{,}75\,(ni)\sin\varphi'$.

Jusqu'ici on a considéré un faisceau de lignes de force pour lequel la réluctance magnétique du pôle, de la culasse, de l'induit et des dents était négligeable : on peut maintenant en tenir compte. Les lignes de force sur lesquelles a porté le calcul précédent suivent le chemin III (fig. 1) et ont par suite à surmonter la même réluctance magnétique que les lignes de force principales. Les deux peuvent être déduites de la même courbe de saturation, c'est-à-dire que l'on peut simplement tenir compte de ces lignes de force en retranchant des ampère-tours inducteurs totaux les expressions précédentes $0{,}82\,(ni)\sin\varphi'$ ou $0{,}78\,(ni)\sin\varphi'$, ou $0{,}75\,(ni)\sin\varphi'$. On passe donc des lignes de force aux contre-ampère-tours de l'induit d'une façon toute naturelle et logique.

Pour le calcul des contre-ampère-tours, il ne s'agit donc que des ampère-tours effectifs de l'induit par pôle et dans l'angle $\varphi' = \varphi + \alpha + \beta$. La valeur de φ est donnée dans chaque cas, celle de α peut être déduite de la figure 2 : il reste à calculer β, décalage de l'axe du flux.

Soit y la distance de l'axe du flux h au milieu du pôle g (fig. 4). On admet que l'axe du flux est représenté par l'axe de gravité de la surface 125897 : on a alors :

$$y = \frac{1}{2}\,\frac{x\,(b-x)\,i}{Ab - b\,(i/2) + xi}.$$

Les auteurs ont calculé à nouveau cette expression dans le cas où la machine a n tours par pôle et où le courant induit a pour valeur efficace i. La valeur moyenne de y dépend évidemment aussi de φ' ; les auteurs ont trouvé le résultat suivant :

$$y = \frac{0{,}108\,(ni)\cos\varphi'}{A}\,\frac{\tau}{2}$$

pour un arc polaire $b = 0{,}5\,\tau$.

En degrés, on a pour β la valeur :

$$\beta = \frac{0{,}108\,(ni)\cos\varphi'}{A}\,90^\circ$$

Pour $b = 0{,}6\,\tau$, on a trouvé un coefficient de 0,15, et pour $b\,\tau = 0{,}7$ un coefficient de 0,20 au lieu de 0,108.

Les auteurs étudient comment varie cette expression, quand on ne suppose plus la réluctance du fer négligeable. Le décalage du centre de gravité des lignes de force était produit par les lignes de force de dispersion qui suivent le chemin II. Comme réluctance magnétique de ce chemin, il n'y a à considérer que celle de l'entrefer et des dents, car ces lignes de force ne sont pas influencées par la réluctance du pôle et de la culasse. Le dénominateur dans l'expression

$$\beta = \frac{0{,}108\,(ni)\cos\varphi'}{A}\,90^\circ$$

ne doit par suite représenter que la portion des ampère-tours inducteurs nécessaire pour l'air et pour les dents. Pour éviter la confusion avec la grandeur A précédemment employée, les auteurs emploient alors la notation A_1.

(A suivre.) R. V.

Réaction d'induit dans les générateurs monophasés. — **J. Sumec.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 9 décembre 1906.

L'auteur suppose un générateur à enroulements répartis sur le stator et le rotor. De tels enroulements sont très voisins, en pratique, de ceux dont les côtés de bobines couvrent uniformément 2/3 du pas polaire : si donc l'on veut contrôler expérimentalement les résultats suivants, il suffit de prendre un moteur triphasé normal à bobines étroites (1/3 du pas polaire) avec connexions en étoile, et de relier deux bornes du stator ou du rotor à une source de courant continu ou en court-circuit.

1° *Production des harmoniques supérieurs.*

Court-circuit. — On suppose le stator excité par un courant continu J_0, et le rotor monophasé, court-circuité entre deux bornes, tournant avec



la fréquence ν vers la droite : il se produit dans le rotor un courant alternatif de fréquence ν et d'une valeur maxima J_ν déterminée. Le champ alternatif (ou mieux la force magnétomotrice) de ce courant peut être décomposé, comme l'on sait, en deux champs tournant en sens inverse et ayant la demi-amplitude du champ alternatif : parmi ces deux champs, celui qui tourne vers la gauche par rapport à J_ν (au rotor) est fixe vis-à-vis du stator ; l'autre, qui tourne vers la droite, a une fréquence de 2ν vis-à-vis du stator et produit dans l'enroulement excitateur fermé sur la source de courant d'excitation un courant de fréquence 2ν et d'une amplitude maxima déterminée $J_{2\nu}$. Le champ de ce courant peut à nouveau être décomposé en deux champs tournant en sens inverse avec la fréquence 2ν ; celui qui tourne vers la droite a une vitesse ν vis-à-vis du rotor et réagit sur le courant du rotor de fréquence simple J_ν ; celui qui tourne vers la gauche a une vitesse 3ν par rapport au rotor et induit dans celui-ci un courant $J_{3\nu}$ de fréquence 3ν... etc. Dans le rotor, il se développe de la sorte des harmoniques impairs ; dans le stator, il se développe des harmoniques pairs, comme l'indique le tableau I.

TABLEAU I

COURANTS DU STATOR	ROTATION DES CHAMPS RELATIVEMENT au stator	— rotor.	COURANTS DU ROTOR	
J_0 . . . $2J_0/2$		ν	$J_\nu/2$	. . . J_ν
$J_{2\nu}$ . . . $J_{2\nu}/2$	2ν	ν	$J_\nu/2$	
$J_{2\nu}/2$	2ν	3ν	$J_{3\nu}/2$	. . . $J_{3\nu}$
$J_{4\nu}$ . . . $J_{4\nu}/2$	4ν	3ν	$J_{3\nu}/2$	
$J_{4\nu}/2$	4ν	5ν	$J_{5\nu}/2$	. . . etc.

En l'absence de dispersion magnétique et de réluctance, on aurait $2J_0 = J_\nu = J_{2\nu} = \ldots$ et, par suite, les valeurs efficaces résultantes dans le stator et le rotor seraient infinies, mais à cause de la dispersion, le courant de fréquence élevée diminue de plus en plus, de sorte que les valeurs efficaces résultantes restent finies. Numériquement, on peut déterminer ce fait par les considérations suivantes.

Toutes les f. é. m. de même fréquence doivent se faire équilibre, c'est-à-dire que, en l'absence de résistance, leur somme doit être nulle : par suite on a dans le rotor, pour les f. é. m. de fréquence ν, en appelant M l'induction mutuelle, L_s et L_r les coefficients de self-induction du stator et du rotor :

$$L_r J_\nu + M\frac{2J_0}{2} + M\frac{J_{2\nu}}{2} = 0,$$

$$J_\nu = -\frac{M}{L_r}\cdot\frac{2J_0 + J_{2\nu}}{2}.$$

De même dans le stator pour les f. é. m. de fréquence 2ν :

$$L_s J_{2\nu} + M\frac{J_\nu}{2} + M\frac{J_{3\nu}}{2} = 0,$$

$$J_{2\nu} = -\frac{M}{L_s}\cdot\frac{J_\nu + J_{3\nu}}{2},$$

etc. Donc un courant rotorique peut toujours être exprimé de la même façon par les deux courants statoriques voisins, et inversement. Les deux systèmes de courant forment, chacun pour eux, une série géométrique avec les mêmes quotients ; on a, en d'autres mots :

dans le stator : $J_{2\nu} = 2J_0 q$; $J_{4\nu} = 2J_0 q^2$, etc.
dans le rotor : $J_{3\nu} = J_\nu q$; $J_{5\nu} = J_\nu q^2$, etc.

D'après ce qui précède, on a :

$$J_\nu = -\frac{M}{L_r}\cdot\frac{2J_0 + J_{2\nu}}{2} = -\frac{M}{L_r}\cdot\frac{1+q}{2}2J_0 \qquad (1)$$

$$J_{2\nu} = -\frac{M}{L_s}\cdot\frac{J_\nu + J_{3\nu}}{2} = -\frac{M}{L_s}\cdot\frac{1+q}{2}J_\nu = \frac{M^2}{L_sL_r}\left(\frac{1+q}{2}\right)^2 2J_0. \qquad (2)$$

Si l'on compare la dernière expression avec $J_{2\nu} = 2J_0 q$, on obtient

$$\frac{M^2}{L_sL_r}\left(\frac{1+q^2}{2}\right) = q,$$

ou, après solution de l'équation :

$$q = \left(2\frac{L_sL_r}{M^2} - 1\right) \pm \sqrt{\left(2\frac{L_sL_r}{M^2} - 1\right)^2 - 1}. \qquad (3)$$

Ici, pour avoir $q < 1$ comme il convient, il faut prendre à droite le signe —. Comme valeur efficace du courant résultant statorique et rotorique, on obtient :

$$\left.\begin{aligned} J_{eff.\,s} &= \sqrt{J_0^2 + \frac{J_{2v}^2}{2} + \frac{J_{4v}^2}{2} + \cdots} \\ &= J_0\sqrt{1 + 2q^2 + 2q^4 + \cdots} \\ &= J_0\sqrt{1 + \frac{2q^2}{1-q^2}} = J_0\sqrt{\frac{1+q^2}{1-q^2}} \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

$$\left.\begin{aligned} J_{eff.\,r} &= \sqrt{\frac{J_v^2}{2} + \frac{J_{3v}^2}{2} + \frac{J_{5v}^2}{2} + \cdots} \\ &= \frac{J_v}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + q^2 + q^4 + \cdots} \\ &= \frac{J_v}{\sqrt{2}}\frac{1}{\sqrt{1-q^2}} = \frac{J_0}{\sqrt{2}}\cdot\frac{M}{L_r}\sqrt{\frac{1+q}{1-q}} \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Le tableau suivant indique quelques valeurs pour différentes dispersions :

$\frac{L_s}{M} \cdot \frac{L_r}{M}$	q	AMPLITUDE DES HARMONIQUES POUR $J_0 = 1$	VALEURS EFFICACES résultantes.
1,025 . 1,025	0,64	Stator : (2) 1,28 0,82 Rotor : 1,60 1,024 0,656	1,55 1,47
1,05 . 1,05	0,533	Stator : (2) 1,066 0,57 Rotor : 1,46 0,78 0,416	1,34 1,22
1,10 . 1,05	0,464	Stator : (2) 0,928 0,43 Rotor : 1,394 0,647 0,30	1,24 1,11
1,20 . 1,05	0,375	Stator : (2) 0,75 0,281 Rotor : 1,31 0,491 0,184	1,15 1,0

Comme le montre ce tableau, l'influence de la dispersion est très importante : tandis que, dans une machine sans dispersion, les courants efficaces du stator et du rotor seraient infinis, ils tombent déjà pour 5 % de dispersion totale à 1,55 J_0 et 1,47 J_0.

Charge inductive. — Si l'on introduit dans le circuit du rotor une inductance x fois plus grande que la self-induction du rotor, la valeur de la self-induction totale devient $L_r (l + x)$. Il suffit d'introduire cette valeur dans les formules servant au calcul des courants efficaces.

Les harmoniques de la différence de potentiel aux bornes du rotor ont les valeurs suivantes :

$$E_v = \omega L_r x \,.\, J_v,$$
$$E_{3v} = 3\omega L_r x \,.\, J_{3v},\ \text{etc.}$$

et la différence de potentiel efficace aux bornes est :

$$E_{eff.\,r} = \omega L_r x \sqrt{\frac{J_v^2}{2} + \frac{3^2 J_{3v}^2}{2} + \cdots}$$
$$= \omega L_r x \frac{J_v}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + 9q^2 + 25q^4 + \cdots}$$

On a, comme on peut le montrer en décomposant en séries géométriques simples :

$$1 + 9q^2 + 25q^4 + \cdots = \frac{1}{1-q^2}\left[1 + \frac{8q^2}{(1-q^2)^2}\right] \quad (6)$$

et l'on en déduit la valeur :

$$E_{eff.\,r} = \omega L_r x \frac{J_v}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{1-q^2}}\sqrt{1 + \frac{8q^2}{(1-q^2)^2}},$$

ou, puisque l'on a d'après ce qui précède :

$$\frac{J_v}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{1-q^2}} = J_{eff.\,r};$$

$$E_{eff.\,r} = \omega L_r x J_{eff.\,r}\sqrt{1 + \frac{8q^2}{(1-q^2)^2}}. \quad (7)$$

Le tableau suivant contient les valeurs efficaces de la différence de potentiel aux bornes et du courant calculées de cette manière, en supposant une dispersion

$$(L_s/M)(L_r/M) = 1{,}05 \,.\, 1{,}05$$

et un courant magnétisant constant $J_0 = 1$. Comme on le voit d'après ce tableau, la chute de tension n'est pas exactement proportionnelle au courant de charge, même pour une charge purement inductive.

x	$\frac{L_s}{M} \cdot \frac{L_r(1+x)}{M}$	q	$\sqrt{1 + \frac{8q^2}{(1-q^2)^2}}$	$J_{eff.r}$	$E_{eff.r}$
0	1,05. 1,05	0,533	2,34	1,22	0
0,1	1,05. 1,155	0,409	1,71	0,945	0,162
0,25	1,05. 1,313	0,313	1,40	0,745	0,26
0,5	1,05. 1,575	0,228	1,21	0,566	0,343
1	1,05. 2,1	0,150	1,09	0,392	0,427
2	1,05. 3,15	0,090	1,033	0,245	0,507
4	1,05. 5,25	0,050	1,010	0,141	0,572
10	1,05. 11,55	0,022	1,0016	0,064	0,641
∞	1,05. ∞	0	1,0	0	0,707

Charge non inductive et mixte. — Ces cas sont presque inaccessibles au calcul, car, par suite de la résistance ohmique, les harmoniques du courant sont déphasés les uns par rapport aux autres.

(A suivre).

R. V.

***Moteur monophasé à collecteur système Déri.* — K. Schnetzler.** — *Schweizerische Elektrotechnische Zeitschrift*, 1er, 8 et 15 décembre 1906.

L'auteur décrit un nouveau moteur à répulsion système Déri construit par la Société Brown Boveri. Ce moteur est purement à répulsion ; l'enroulement statorique seul est relié au réseau, et le rotor n'a avec lui aucune jonction directe ou indirecte ; les balais, inclinés sur l'axe principal, sont court-circuités, mais présentent une particularité qui distingue le moteur Déri du moteur à répulsion ordinaire.

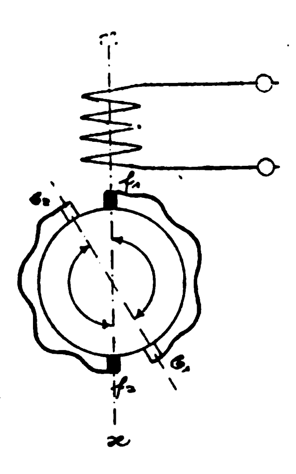


Fig. 1.

Le moteur à répulsion ordinaire possède, comme l'on sait, deux balais diamétralement opposés (moteur bipolaire) reliés par un conducteur très peu résistant et inclinés d'un angle variable sur l'axe du champ principal. Le moteur Déri possède, comme l'indique la figure 1, les balais fixes f_1 et f_2 et deux autres balais mobiles b_1 et b_2 diamétralement opposés. Le balai b_1 est relié au balai f_1 et le balai b_2 au balai f_2 par des conducteurs de très faible résistance. Dans les machines multipolaires, tous les groupes de balais de même nom sont, en général, reliés en parallèle, mais on peut former autant de groupes que de pôles.

Les phénomènes électriques qui se développent dans cette machine peuvent être facilement mis en évidence si l'on néglige la chute ohmique et la chute inductive.

1° *Rotor immobile.* — Le champ du stator induit des f. é. m. dans les conducteurs rotoriques. Si l'on mesure la différence de potentiel entre f_1 et un point b_1 variable sur la périphérie, on obtient des valeurs à peu près régulièrement croissantes. Si les points f_1 et b_1, f_2 et b_2 sont reliés ensemble, un certain courant passe dans le conducteur de jonction sous l'effet de la différence de potentiel existant entre ces points. On voit que, dans le moteur Déri, une partie seulement des conducteurs induits est parcourue par un courant, tandis que, dans le moteur à répulsion, tous les conducteurs sont le siège d'un courant. Les conducteurs actifs du moteur Déri produisent une force magnétomotrice dont l'axe est incliné de l'angle $90° — (\alpha/2)$ par rapport à xx. Cette force magnétomotrice peut être décomposée en deux composantes perpendiculaires l'une à l'autre : comme axes de décomposition, on peut choisir l'axe du stator xx et l'axe perpendiculaire. De cette façon, on peut décomposer l'enroulement rotorique en un enroulement T coaxial à l'enroulement statorique et en un enroulement Q perpendiculaire à celui-ci, les deux enroulements étant reliés en série. A l'arrêt, l'enroulement T est le siège d'une force électromotrice induite statiquement par le champ principal : cette force électromotrice ne sert qu'à développer dans l'enroulement transversal Q un courant déterminé, en faisant abstraction des chutes ohmique et inductive. Ce courant produit une force magnétomotrice qui rencontre une faible réluctance et peut engendrer facilement un flux intense dans l'axe transversal.

Le courant dans l'enroulement Q est donc un courant magnétisant J_2 qui produit un champ dans la direction de l'axe transversal du moteur. C'est le seul courant qui parcourt les conducteurs rotoriques. Sa valeur est inversement proportionnelle au carré du nombre de tours Q. On voit immédiatement l'influence du décalage des balais. Quand l'angle α croît, le nombre de tours de T croît de $\alpha = 0°$ à $\alpha = 180°$; le nombre de tours de Q croît jusqu'à $\alpha = 90°$, atteint un maximum pour cette valeur de l'angle, puis décroît jusqu'à zéro pour $\alpha = 180°$. Jusqu'à $\alpha = 90°$, la tension en T et les tours magnétisants Q vont en croissant, de sorte que l'intensité de courant ne varie pas beaucoup dans le rotor. Entre 90° et 180°, le nombre de tours Q diminue pendant que la tension en T augmente, de sorte que le courant rotorique croît rapidement.

Les relations importantes qui précèdent sont exprimées par les équations suivantes :



$$E_{it} \equiv \psi_h \cdot f \cdot W_t \cdot f_\alpha \qquad (1)$$
$$E_{iq} \equiv \psi_q' \cdot f \cdot W_q \cdot f_\alpha \qquad (2)$$
$$\psi_p \equiv J_2 \cdot W_q \cdot f_\alpha .$$

Le courant du rotor atteint une valeur telle que

$$E_{it} = E_{iq}$$
$$J_2 \equiv \psi (W_t / W_q^2) \cdot f_\alpha ,$$

en appelant E_{it} la f. é. m. induite en T par le flux principal ψ_h, E, E_{iq} la f. é. m. induite en Q par ψ_q, W_t le nombre de tours en T, W_q le nombre de tours en Q ; f_α est un facteur d'enroulement dépendant de l'angle α et dont la valeur diffère pour chaque équation ; f est la fréquence.

Le courant du rotor est en phase avec le champ qu'il produit dans l'axe transversal ; les tours T sont parcourus par le même courant et, comme ils sont perpendiculaires à ψ_q, ce champ exerce sur eux un couple moteur. On voit facilement que le sens de rotation qui résulte de ce couple est opposé au sens de décalage des balais.

Le couple a la valeur suivante :

$$D \equiv \psi_q \cdot J_2 \cdot W_t \cdot f_\alpha$$
$$\equiv \psi_h^2 (W_t^2 / W_q^3) \cdot f_\alpha$$
$$\equiv E^2 (W_t^2 / W_q^3) \cdot f_\alpha$$

en appelant E la différence de potentiel primaire.

Si l'on trace la courbe du couple en fonction de l'angle α, on voit que sa valeur croît fortement avec l'angle. Pour un angle de 180°, le couple est évidemment nul. Le couple maximum est atteint pour un angle α de 160° environ.

Le courant statorique est déterminé, comme dans un transformateur, par les ampère-tours secondaires en T et le courant magnétisant en H. Si les balais mobiles sont dans la position pour laquelle $\alpha = 0$, le courant magnétisant seul parcourt l'enroulement H ; le rotor n'est le siège d'aucun courant, et les bobines court-circuitées par les balais ne sont soumises à aucune action d'induction.

(A suivre.) B. L.

Emploi de l'aluminium pour l'établissement des bobines de machines électriques. — **Alving.** — *The Electrician*, 30 novembre 1906.

L'auteur a fait des expériences sur des bobines en fil d'aluminium pour déterminer le pouvoir isolant de la pellicule d'oxyde qui recouvre le métal. L'aluminium se recouvre en effet à la température normale d'une fine pellicule d'hydroxyde s'il est exposé à l'action de l'humidité ou de la vapeur : aux températures plus élevées, 150° par exemple, l'hydroxyde se décompose, et, à 300°, il est complètement transformé en oxyde pur. Une bobine en barre d'aluminium parcourue par un courant de 14 ampères sous 100 volts fut essayée sous l'eau et présenta une résistance d'isolement constant. Dans l'air, il se produisit des ruptures de la couche d'oxyde, et, par suite, une diminution de la résistance d'isolement. Quand la température croissait, les modifications de résistance devenaient plus fréquentes et plus marquées ; à un moment donné, la résistance d'isolement tombait à zéro. La température à laquelle ce phénomène se produit n'a pas pu être déterminée avec exactitude, mais les mesures de résistances faites peu avant le moment critique ont donné une température moyenne de 450° correspondant à une température approximative de 300° sur la surface de la bobine et de 600° contre le noyau.

L'emploi de fil d'aluminium dans les générateurs ou moteurs est restreint à la fabrication des bobines inductrices à basse tension. La surface de refroidissement de ces bobines peut être réduite à cause de la température plus élevée admissible et de la meilleure radiation de chaleur. Des machines à courant continu à pôles rapportés peuvent avoir une surface de bobine de 8 à 10 centimètres carrés seulement par watt perdu, au lieu de 15 centimètres carrés ; la surface des bobines d'alternateurs à inducteur tournant peut être réduite à 2 ou $2^{cm^2},5$ par watt perdu.

Le faible poids spécifique de l'aluminium présente un avantage important. Dans les alternateurs à inducteur tournant, par exemple, le rotor peut être établi avec plus de légèreté grâce à la réduction des forces centrifuges. Un alternateur à 16 pôles pour 140 K. V. A., avec un courant normal d'excitation de 30 ampères sous 120 volts peut avoir des bobines inductrices en fil de $4^{mm},25$ de diamètre, avec $3^{cm^2},5$ de surface par watt perdu et $4^{kgr},5$ d'aluminium par bobine. Avec du fil de cuivre, les dimensions seraient les suivantes : diamètre du fil 4 millimètres ; surface par watt perdu $3^{cm^2},4$; poids de cuivre, 15 kilogrammes. Le poids total du rotor pourra donc être considérablement réduit par suite de

la réduction des forces centrifuges. Le rotor pourra être construit avec 10 °/₀ de fer en moins, et on réalisera une économie de 20 °/₀ par suite de l'infériorité du prix de l'aluminium par rapport au prix du cuivre.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

***Influence d'un courant secondaire sur les surtensions et la formation d'étincelles lors d'une rupture de courant.* — G. Benischke.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 18 novembre 1906.

Si une f. é. m. constante E agit sur un circuit de résistance w et de self-induction L, le courant a pour valeur $J = E/w$. Si la f. é. m. s'annule brusquement, il se produit un extra-courant i donné par la formule :

$$i = Je^{-(w/L)t}, \qquad (1)$$

en comptant le temps t à partir du moment où la f. é. m. s'annule. Le courant tombe donc d'autant plus rapidement que la valeur de w est plus grande et celle de L plus petite.

Si le circuit est rompu par l'ouverture de deux contacts, la f. é. m. E restant constante, les choses se passent de la même manière que si l'on intercalait une résistance w', représentée par la résistance de l'étincelle qui prend naissance entre les contacts. La forme du courant de rupture répond à l'équation

$$i = Je^{-(w+w)t/L}. \qquad (2)$$

La f. é. m. e_s de cet extra-courant a pour valeur:

$$e_s = -L(di/dt)$$

$$e_s = (w + w')Je^{(w+w')t/L} \qquad (3)$$

$$e_s = \frac{w + w'}{w}Ee^{-(w+w')t/L}. \qquad (4)$$

La valeur maxima de cette force électromotrice est E $(w + w')/w$; elle correspond au temps $t = 0$. La f. é. m. E agissant encore, la tension totale est donnée par l'expression :

$$E + \frac{w + w'}{w}Ee^{-(w+w')t/L}. \qquad (5)$$

C'est là la tension qui prend naissance quand on rompt le circuit d'enroulements inducteurs. La surtension est d'autant plus grande que la résistance de l'étincelle w' est plus grande, mais elle diminue aussi d'autant plus rapidement, parce que w' est exprimé par une puissance négative de e. Généralement la résistance croît depuis w' jusqu'à l'infini et cela très rapidement quand il ne s'amorce pas d'arc.

Influence d'un courant secondaire. — Si le circuit que l'on rompt est lié magnétiquement à un circuit secondaire, un courant est induit dans celui-ci et subsiste tant que le courant primaire varie, c'est-à-dire tant que dure l'extra-courant. Ce dernier est influencé par le fait qu'au lieu de la résistance ohmique w, il faut envisager une résistance équivalente plus grande et qu'il faut remplacer la self-induction par une self-induction équivalente plus faible. Dans ces conditions, l'extra-courant s'annule plus rapidement. Mais les valeurs équivalentes dépendant non seulement des constantes de circuit secondaire, mais aussi de l'accouplement magnétique entre les deux circuits, il faut étudier attentivement ce cas pour tenir compte de toutes les influences.

Soient E, w, L les constantes du circuit à interrompre, w_2, L_2 celles du circuit secondaire sur lequel n'agit aucune source de courant extérieure, M le coefficient d'induction mutelle ; on a les équations suivantes :

Pour le circuit primaire

$$E = iw + L(di/dt) + M(di_2/dt), \qquad (6)$$

pour le circuit secondaire

$$0 = i_2w_2 + L_2(di_2/dt) + M(di/dt). \qquad (7)$$

Ces équations ne diffèrent des équations connues du transformateur qu'en ce que la f. é. m. E est constante, tandis que, dans le cas d'un transformateur, elle est représentée par une fonction périodique.

Ces équations sont satisfaites par l'intégrale :

$$E = iw + k_1e^{\alpha t}; \qquad (8)$$

$$0 = i_2w_2 + k_2e^{\alpha t}, \qquad (9)$$

k_1, k_2, α étant des constantes à déterminer. Si l'on introduit les valeurs de i et i_2 et de leurs dérivées dans les équations 6 et 7, et si l'on élimine k_1 et k_2, on obtient l'équation suivante :

$$\alpha^2(LL_2 - M^2) + \alpha(wL_2 + w_2L) + ww_2 = 0.$$

Ses racines ont les valeurs suivantes :

$$\alpha = -\frac{wL_2 + w_2L + \beta}{2(LL_2 - M^2)}$$

$$\alpha' = \frac{wL_2 + w_2L - \beta}{2(LL_2 - M^2)}$$

$$\beta = \sqrt{(wL_2 + w_2L)^2 - Lww_2(LL_2 - M^2)}$$

$$= \sqrt{(wL_2 - w_2L)^2 + ww_2M^2}.$$

L'auteur introduit la dispersion magnétique ou, ce qui est encore plus net, l'accouplement magnétique. Celui-ci est représenté par le nombre de lignes de force embrassées par les deux circuits : il est donc d'autant plus grand que la dispersion est plus faible. Le facteur d'accouplement est défini par la formule

$$\varkappa^2 = M^2/LL_2$$

ou

$$M^2 = \varkappa^2 LL_2.$$

S'il n'y a pas de dispersion, M^2 est égal au produit LL_2 des deux coefficients de self-induction. Si $\varkappa = 0$, on a $M = 0$, c'est-à-dire que les deux circuits n'ont pas de lignes de force communes. Toutes les valeurs possibles de $\varkappa$ sont comprises entre 1 et 0. Si l'on compare le coefficient d'accouplement avec le coefficient de dispersion σ défini par l'équation

$$M^2 = LL_2 - \sigma LL_2 = (1 - \sigma) LL_2,$$

on voit que ces deux coefficients sont liés par la relation :

$$\varkappa = 1 - \sigma.$$

Si l'on introduit $\varkappa$ dans l'équation (10), on a :

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= -\frac{wL_2 + w_2L + \beta}{2LL_2(1-\varkappa^2)} \\ \alpha' &= -\frac{wL_2 + w_2L - \beta}{2LL_2(1-\varkappa^2)} \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

$$\beta = \sqrt{(wL_2 - w_2L)^2 + 4ww_2LL_2\varkappa}. \qquad (12)$$

α devant avoir deux valeurs, il faut poser, au lieu des équations (8) et (9):

$$E = iw + A\varepsilon^{\alpha t} + B\varepsilon^{\alpha' t} \qquad (13)$$

$$o = i_2w_2 + C\varepsilon^{\alpha t} + D\varepsilon^{\alpha' t}, \qquad (14)$$

où A, B, C, D sont encore des constantes à déterminer. Si l'on tire de ces équations les valeurs de i et i_2 et qu'on porte leurs différentielles dans les équations (6) et (7), on obtient :

$$E = iw - \frac{L}{w}(\alpha A\varepsilon^{\alpha t} + \alpha' B\varepsilon^{\alpha' t}) - \frac{M}{w_2}(\alpha C\varepsilon^{\alpha t} + \alpha' D\varepsilon^{\alpha' t})$$

$$o = i_2w_2 - \frac{L_2}{w_2}(\alpha C\varepsilon^{\alpha t} + \alpha' D\varepsilon^{\alpha' t}) - \frac{M}{w}(\alpha A\varepsilon^{\alpha t} + \alpha' B\varepsilon^{\alpha' t}).$$

Si les f. é. m. s'annulent, les conditions limites pour $t = 0$ sont $E = 0$, $i = J$ et $i_2 = 0$, puisque le courant secondaire n'est induit que quand le premier commence à varier. Les deux dernières équations prennent alors la forme suivante

$$o = wJ - \frac{L}{w}(\alpha A + \alpha' B) - \frac{M}{w_2}(\alpha C + \alpha' D)$$

$$o = -\frac{M}{w}(\alpha A + \alpha' B) - \frac{L_2}{w_2}(\alpha C + \alpha' D)$$

et les équations (13) et (14) se transforment en :

$$o = wJ + A + B$$

$$o = C + D.$$

On en déduit les valeurs suivantes :

$$\left.\begin{aligned} A &= -wJ\left(\frac{1}{2} + \frac{wL_2 - w_2L}{2\beta}\right) \\ B &= -wJ\left(\frac{1}{2} - \frac{wL_2 - w_2L}{2\beta}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

$$C = -D = J\frac{ww_2M}{\beta} = J\frac{ww_2\varkappa\sqrt{LL_2}}{\beta} \qquad (16)$$

L'extra-courant est donc donné par l'équation :

$$i = J\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{wL_2 - w_2L}{2\beta}\right)\varepsilon^{\alpha t} + \left(\frac{1}{2} - \frac{wL_2 - w_2L}{2\beta}\right)\varepsilon^{\alpha' t}\right]. \qquad (17)$$

L'influence qu'exerce la valeur de l'accouplement magnétique et la résistance secondaire ne peut pas être déterminée à priori. L'auteur discute donc d'abord ces formules au point de vue de l'accouplement $\varkappa$, puis au point de vue de la résistance w_2.

Si $\varkappa = 0$, c'est-à-dire si deux circuits sont indépendants, on a :

$$\beta = wL_2 - w_2L; \quad \alpha = -w/L;$$
$$i = Je^{-(w/L)t}$$

c'est la même expression que dans l'équation (1), comme on devait s'y attendre, puisque les deux circuits sont indépendants.

Lorsque $\varkappa = 1$, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de dispersion magnétique et que l'accouplement est parfait, on a :

$$\beta = wL_2 + w_2L; \quad \alpha = -\infty$$

$$i = J\left[\frac{1}{2} - \frac{wL_2 - w_2L}{2(wL_2 + w_2L)}e^{\alpha' t}\right]. \qquad (18)$$

La plus grande influence sur i existe quand le courant secondaire a la plus grande valeur possible, c'est-à-dire quand on a $w_2 = 0$; alors

$t = 0$. Dans ce cas extrême, l'extra-courant est complètement neutralisé. Le courant J s'annule dès que la f. é. m. cesse d'agir, et, à la fermeture du circuit, il atteint aussitôt sa valeur finale J. On arrive au même résultat en partant de la valeur équivalente de la self-induction signalée au début :

$$\lambda = L - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{w_2^2 + \omega^2 L_2^2}.$$

Celle-ci s'annule quand on a $w_2 = 0$ et quand il n'y a pas de dispersion, car on a alors

$$M^2 = LL_2.$$

Mais quand la self-induction est nulle, il n'y a pas d'extra-courant. Pour toutes les valeurs de l'accouplement comprises entre ces cas extrêmes ($1 > x > 0$), on reconnaît, d'après l'équation 11, que les exposants négatifs sont d'autant plus grands et que l'extra-courant diminue d'autant plus vite que l'accouplement est plus fort, c'est-à-dire la dispersion plus faible.

Si l'on discute les résultats au point de vue de la résistance secondaire, on a, pour $w_2 = 0$:

$$\beta = wL_2; \quad \alpha = -w/L(1 - x^2); \quad \alpha' = 0$$
$$i = Je^{-wt/L(1-x^2)}. \qquad (19)$$

L'extra-courant diminue donc d'autant plus vite que l'accouplement est plus fort. Le courant secondaire, déduit des équations (14) et (16), a pour valeur :

$$i_2 = -J\frac{wx\sqrt{LL_2}}{\beta}(e^{\alpha t} - e^{\alpha' t}). \qquad (20)$$

Cette expression s'annule pour $t = 0$ et pour $t = -\infty$; elle ne peut durer qu'autant que l'extra-courant. Pour $w_2 = 0$, elle se transforme en la suivante :

$$i_2 = -Jx\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{L_2}}(e^{-wt/L(1-x^2)} - 1). \qquad (21)$$

Surtension sous l'influence du courant secondaire. — On a vu plus haut que, lorsqu'on introduit dans le circuit une résistance w', comme c'est le cas à la rupture, il se produit une surtension. Quand il y a un courant secondaire, la f. é. m. e_s de l'extra-courant a pour valeur :

$$e_s = -[L(di/dt) + M(di_2/dt)].$$

L'auteur fait le calcul pour le cas où $w_2 = 0$ et introduit $w + w'$ au lieu de w. On a alors

$$e_s = -LJ\frac{-(w+w')}{L(1-x^2)}e^{-\frac{-(w+w')}{L(1-x^2)}t}$$

$$-JMx\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{L_2}}\frac{-(w+w')}{L(1-x^2)}e^{\frac{-w+w'}{L(1-x^2)}t}.$$

En introduisant la valeur de M tirée de l'équation (10), on obtient :

$$e_s = (w + w')Je^{-\frac{w+w'}{L(1-x^2)}t},$$

ou, J désignant la valeur du courant avant la rupture du circuit :

$$e_s = \frac{w + w'}{w}Ee^{-(w+w')t/L(1-x^2)}.$$

On voit que cette f. é. m. a la même allure que l'extra-courant dans les mêmes conditions. Pour $x = 0$, cette expression se transforme en l'équation (4). Pour $x = 1$, c'est-à-dire pour un accouplement parfait, on a $e_s = 0$, quelle que soit la valeur de w'. Dans tous les cas, l'extra-courant et la surtension produits lors de la rupture d'un circuit disparaissent d'autant plus rapidement que le courant secondaire est plus grand et qu'il peut réagir plus fortement sur le courant primaire, c'est-à-dire que l'accouplement magnétique est plus grand.

C'est à ce fait heureux que l'on doit de ne pas avoir des détériorations plus fréquentes des isolants lors de l'ouverture des circuits présentant une self-induction importante. Dans les bobines à noyau de fer massif, il se produit dans le fer, à la rupture, des courants de Foucault d'intensité élevée qui, par leur action d'écran sur l'intérieur du noyau de fer, empêchent une chute rapide de l'aimantation : la valeur initiale de l'extra-courant et de la f. é. m. induite n'est alors pas très élevée. L'action d'un circuit secondaire fermé explique aussi que la mise hors circuit d'un transformateur fonctionnant à vide est accompagnée d'une plus faible formation d'étincelles quand le circuit secondaire est relié en parallèle avec d'autres transformateurs que quand il est seul. L'affaiblissement de la surtension par le courant secondaire se manifeste aussi quand, par suite d'une action de capacité, la tension présente un mouvement oscillant à la fermeture d'un circuit.

Influence d'un courant secondaire sur la chaleur de l'étincelle. — Quand on rompt un circuit par l'ouverture de deux contacts, il se produit entre ceux-ci une étincelle qui dure aussi longtemps que l'extra-courant dure. Cette étincelle étant alimentée en outre par la source de courant, elle

est d'autant plus puissante et détériore d'autant plus les contacts que l'extra-courant dure plus longtemps. Si la présence d'un courant secondaire affaiblit l'extra-courant, l'étincelle se coupe à moins qu'il ne subsiste un arc permanent alimenté par la source de courant.

La destruction des contacts dépend de la chaleur de l'étincelle. L'énergie dissipée en chaleur a pour valeur à chaque instant $i^2 w' dt$, w' désignant la résistance de l'étincelle. L'énergie totale dissipée sous forme de chaleur a pour valeur :

$$A = \int_0^\infty i^2 w' dt = \int_0^\infty w' J^2 e^{-\frac{2(w+w')}{L}t} dt$$

$$A = J^2 \frac{w'L}{2(w+w')}.$$

La chaleur totale dégagée dans le circuit et dans l'étincelle par l'extra-courant a pour valeur

$$A_{tot} = \int_0^\infty i^2 (w+w') dt$$

$$= \int_0^\infty (w+w') J^2 e^{-\frac{2(w+w')}{L}t} dt$$

$$A_{tot} = J^2 (L/2).$$

Cette expression est égale à l'énergie potentielle magnétique du courant J, c'est-à-dire au travail dépensé lors de l'établissement du courant de la source génératrice. Si la résistance w est négligeable vis-à-vis de w', A est égal à A_{tot}.

S'il se produit un courant secondaire, on a, pour le cas où $w = 0$, la valeur suivante pour la chaleur :

$$A = \int_0^\infty w' J^2 e^{-\frac{2(w+w')t}{L(1-x^2)}} dt = J^2 \frac{w'L(1-x^2)}{2(w+w')}.$$

On voit que la chaleur développée par l'étincelle est d'autant plus faible que l'accouplement magnétique est plus fort. Pour un accouplement parfait ($x = 1$), la chaleur de l'étincelle est nulle. Si l'étincelle est alimentée aussi par du courant provenant de la source génératrice, il faut ajouter une certaine quantité à la valeur trouvée par la chaleur dégagée : celle-ci est aussi d'autant plus petite que l'influence du courant secondaire est plus grande, parce que l'étincelle se souffle plus rapidement.

B. L.

ÉCLAIRAGE

Mesures sur la température et la radiation sélective des lampes à incandescence *(suite)* (¹). — **C.-W. Waidner** et **G.-K. Burgess.** — *Electrical World*, 10 novembre 1906.

Lampes au tantale. — Les auteurs ont essayé seulement deux lampes au tantale dont les équations de température en fonction du courant sont données dans le tableau V.

TABLEAU V

LAMPE n°	COULEUR	ÉQUATION
8	Rouge	$I = -0{,}0125 + 0{,}04538t + 0{,}07840t^2$
8	Vert	$I = -0{,}0392 + 0{,}04901t + 0{,}07687t^2$
8	Bleu	$I = -0{,}0607 + 0{,}03125t + 0{,}07531t^2$
9	Rouge	$I = -0{,}0176 + 0{,}04617t + 0{,}07810t^2$

Le filament de la lampe n° 9 s'est rompu et s'est ressoudé sous l'effet d'une secousse. La lampe n° 8 était une lampe ordinaire à 110 volts. Sous cette différence de potentiel, l'intensité de courant était de 0,380 ampère, ce qui correspond à une température de 1865°, ou à une température vraie d'environ 2000° (voir tableau VI). Cette lampe fut chauffée pendant une heure à la température normale de la lampe au tungstène 2135°, après quoi on l'étalonna à nouveau et l'on trouva une accroissement marqué (environ 2 °/₀) de la température correspondant à un courant donné. Un nouvel échauffement de deux heures à la même température amena un nouvel accroissement d'environ 1 °/₀. Après un repos de 10 jours, on constata que le filament était revenu à l'état initial et présentait une température de 1870° sous 110 volts. La lampe n° 9 fut poussée à 2 200° pendant 7 heures et présenta le même phénomène, mais d'une façon plus marquée; et l'ampoule montra un noircissement très prononcé.

L'augmentation de rendement lumineux de ces lampes pendant les premières heures de fonctionnement est connu. Les expériences ont montré une augmentation de température pendant cette période de leur existence. On ne peut pas encore dire si cet effet est dû à une modification de la surface du filament ou à une amélioration du vide. Si l'augmentation de rende-

(¹) *Éclairage Électrique*, tome L, 5 janv. 1907, p. 38.

ment est due à un accroissement du poli du filament, cet effet doit pouvoir être décelé par des étalonnages séparés pour le rouge et pour le bleu.

En ce qui concerne la radiation sélective, le tableau VI indique les résultats des mesures faites sur les lampes au tantale (lampe n° 8).

TABLEAU VI

Radiation sélective du tantale.

TEMPÉRATURES DE CORPS NOIR			TEMPÉRATURE VRAIE APPROXIMATIVE
ROUGE $\lambda = 0,66$	VERT $\lambda = 0,55$	BLEU $\lambda = 0,47$	
1300°	1320°	1330°	1360°
1700	1727	1752	1800
2100	2147	2198	2300

Lampes au carbone. — Pour permettre des comparaisons avec les nouveaux types de lampes métalliques, les auteurs ont fait une série de mesures sur des lampes ordinaires à filament de carbone à 4, 3,5 et 3,1 watts par bougie. Les équations de température en fonction du courant pour cinq de ces lampes sont indiquées par le tableau VII.

TABLEAU VII

Équations de lampes à filament de carbone.

LAMPE n°	TYPE		ÉQUATION
	VOLTS	WATTS	
3	50	4	$I = 0,156 - 0,0_3 223\,t + 0,0_6 532\,t^2$
4	50	4	$I = \;092 - 0_4 860\,t + 0_6 460\,t^2$
6	50	4	$I = \;087 + 0_4 592\,t + 0_6 388\,t^2$
7	50	4	$I = \;166 - 0_5 140\,t + 0_6 394\,t^2$
7	au delà de 2200°		$I = \;066 + 0_3 109\,t + 0_6 352\,t^2$
13	110	3,1	$I = \;067 + 0_4 916\,t + 0_6 156\,t^2$

Pour déterminer la température la plus élevée qu'il est possible d'obtenir avec un filament de carbone, les auteurs ont brûlé plusieurs lampes en augmentant le courant. La température atteinte dépend de la rapidité avec laquelle on augmente la température, de l'épaisseur du filament et des conditions dans lesquelles il se trouve, etc. Pour ces raisons, il est impossible d'indiquer avec précision la température à laquelle le filament finit par se rompre, l'équation ne s'appliquant plus : néanmoins, on peut évaluer une limite inférieure de la température de désintégration comprise entre 2500° et 2800°. A la température normale de la lampe au tungstène (2135°), la lampe au carbone présente une rapide détérioration.

La température normale de fonctionnement des lampes 3, 4, 6 et 7 est comprise entre 1695° et 1720°. La lampe n° 7 fut poussée à 2200° pendant 15 minutes, et un nouvel étalonnage montra que la température normale était de 1670°, c'est-à-dire de 40° plus faible qu'auparavant. Elle fut à nouveau poussée à 2200° et se rompit au bout d'une heure. L'ampoule présentait un noircissement considérable et la résistance de la lampe s'était élevée de 36,7 à 41,5 ohms.

Températures normales. — Le tableau VIII indique les valeurs des températures normales des différentes lampes à incandescence étudiées.

TABLEAU VIII

Températures normales de fonctionnement.

TYPE DE LAMPE	WATTS	VOLTS	TEMPÉRATURES DE CORPS NOIR observées (rouge)	TEMPÉRATURES VRAIES APPROXIMATIVES
Carbone. .	4	50	1710° C	1800° C
Carbone. .	3,5	118	1760	1850
Carbone. .	3,1	118	1860	1950
Tantale.. .	2,0	110	1865	2000
Tungstène..	0,95	100	2135	2300

Discussion générale. — Pour une température vraie donnée, l'énergie totale de la radiation thermique, ainsi que celle de la radiation d'une longueur d'onde quelconque émise par unité de surface par un corps noir est plus grande que celle de tout autre corps connu. Aucun résultat expérimental concluant n'a pu être trouvé en contradiction avec ce fait général. Par suite de la très forte proportion de radiation de grande longueur d'ondes n'excitant pas l'organe de la vue que contient la radiation totale du corps noir, le rendement de celui-ci comme radiateur lumineux est mauvais.

Parmi tous les métaux que l'on peut porter à une température modérément élevée (1 500° par exemple), le platine est celui qui diffère le plus d'un corps noir au point de vue de la radiation. Pour une température vraie donnée, il radie moins d'énergie totale, mais une plus grande

porportion de celle-ci existe sous forme d'ondes de faible longueur donnant à l'œil la sensation de lumière. C'est là le sens dans lequel a été employé le terme de *radiation sélective*. Si le platine pouvait supporter des températures aussi élévées que les filaments des nouvelles lampes, il aurait un rendement sensiblement supérieur à celles-ci. Dans ce sens, tous les corps solides présentent, à différents degrés, une radiation sélective et ont, comme radiateur, un meilleur rendement que le corps noir. Pour ces raisons, le carbone qui se rapproche le plus du corps noir, a un rendement bien inférieur à celui des métaux. On doit se rappeler toutefois, que à la même température vraie, un filament de carbone émet plus de lumière que les filaments métalliques, quoique, par suite de la plus grande radiation sélective des métaux, il ait un moins bon rendement.

La plupart des auteurs ont attribué uniquement à la radiation sélective l'amélioration importante de rendement que présentent les lampes à filament métallique, et on a dit souvent que la radiation n'est pas seulement sélective dans le sens indiqué ci-dessus, mais est semblable à celle d'un gaz qui, excité électriquement, peut émettre des radiations correspondant à une seule région du spectre. A l'appui de cete façon de voir, on a souvent indiqué que la lumière du filament de tungstène est plus verdâtre d'apparence que la lumière d'un filament de carbone ou de tantale.

Dans cet ordre d'idées, on peut rappeler que quelques mesures préliminaires faites sur des lampes Nernst à de basses températures ont semblé montrer qu'il y a une augmentation appréciable de la radiation sélective pour la lumière verte, la température de corps noir pour la lumière verte étant aussi élevée que pour le bleu, ce qui concorde avec les expériences de Kurlbaum et Schulze. La nature de la conduction et des phénomènes chimiques en jeu dans les filaments de Nernst n'est pas encore bien connue. L'augmentation de l'émission pour la lumière verte peut être due aux effets combinés de la radiation d'un solide et d'un gaz. Les expériences de Kurlbaum et Schulze montrent que cet effet disparaît entièrement aux températures élevées, et le fait important à retenir est que ce n'est pas ce type de radiation sélective qui contribue matériellement au rendement de l'une quelconque des lampes à filament métallique.

Les mesures dont les résultats ont été indiqués ci-dessus montrent que le tantale est plus sélectif que le tungstène et très probablement aurait un meilleur rendement que le tungstène à la même température vraie. Le gain important de rendement réalisé dans la lampe à tungstène provient de la température beaucoup plus élevée à laquelle le filament peut être porté d'une façon normale. Le gain de rendement résultant d'un accroissement de température est évident à priori par suite du fait que, à la température de fonctionnement de ces lampes, l'intensité de la lumière émise varie environ comme la puissance douzième de la température, tandis que la consommation d'énergie électrique du filament varie comme une puissance beaucoup plus basse de la température, de l'ordre de la puissance cinquième environ. Ce fait est mis en évidence aussi par quelques mesures de Lederer sur les lampes à osmium d'où il résulte que la lumière croît comme la puissance 4,4 de la tension, tandis que la consommation d'énergie électrique varie seulement comme la puissance 1,5 de la tension.

Les lampes à filament métallique présentent un rendement bien meilleur que l'arc électrique, puisque la température de ce dernier est de 1 500° plus élevée : les pertes d'énergie par conduction et par radiation des charbons et par convexion sont très élevées dans l'arc.

R. V.

***Expériences sur les lampes au carbone, à l'osmium et au tantale.* — J.-T. Morris. —** *The Electrician*, 14 décembre 1906.

L'auteur a fait une série d'expériences pour déterminer comment les variations de tension modifient l'intensité lumineuse et la consommation spécifique de certains types récents de lampes à incandescence. Cette étude est divisée en trois parties :

1° Effet d'une variation de tension quand les lampes sont alimentées par des courants continus ;

2° Variation instantanée de l'intensité lumineuse quand les lampes sont alimentées avec du courant alternatif ;

3° Rapport de l'intensité lumineuse sphérique moyenne à l'intensité lumineuse horizontale moyenne ; rendement et durée.



Les lampes soumises aux essais étaient des lampes au carbone, à l'osmium, et au tantale. Le tableau I indique les types de lampes employées.

Le photomètre employé était un appareil ordinaire de Bunsen à tache de graisse : un potentiomètre de Crompton était employé pour les mesures électriques. Le degré d'exactitude probable dans les mesures d'intensité lumineuse relative pour la même lampe était d'environ 0,5 %. L'étalon employé était une lampe au pentane de 1 bougie. Cette lampe avait été utilisée pour étalonner une lampe à incandescence, qui servait d'étalon secondaire.

TABLEAU I

TYPE DE LAMPE	DÉSIGNATION	VOLTS	PUISSANCE LUMINEUSE nominative.	PUISSANCE LUMINEUSE réelle.	AMPÈRES	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE Intensité horizontale.	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE Intensité moyenne sphérique.
Filament de carbone.	C_{220}	220	5	6,0	0,130	4,8	»
— de carbone.	C	110	50	44,0	1,41	3,35	4,29
— de carbone.	*a*	55	16	13,5	1,013	4,13	»
— de carbone.	*b*	10	2	1,58	1,176	7,46	»
— avec large ampoule.	C_{HE}	110	25	25,2	0,705	3,1	3,97
— d'osmium (2 lampes).	O	55 ch.	25 ch.	24,0 ch.	0,635	1,45	1,84
— de tantale.	T	110	22	24,5	0,355	1,6	2,12

1° *Effet d'une variation de tension sur des lampes alimentées avec du courant continu.*

L'éclairement du photomètre était maintenu constant pas déplacement de la lampe soumise aux essais. Les mesures électriques étaient faites au potentiomètre. Les résultats de ces expériences sont résumés par le tableau II.

TABLEAU II

—	—	INTENSITÉ LUMINEUSE I ET TENSION	INTENSITÉ LUMINEUSE I ET WATTS
b	10 v.	2 C carbone $I = 1,91\ v^{7,88} \times 10^{8}$	$I = 1,425\ w^{3,77} \times 10^{-4}$
C_{220}	220 v.	5 C carbone $I = 2,29\ v^{7,35} \times 10^{-2}$	$I = 1,92\ w^{3,08} \times 10^{-4}$
C	110 v.	50 C carbone $I = 2,81\ v^{6.48} \times 10^{-14}$	$I = 1,24\ w^{3.00} \times 10^{-5}$
C_{HE}	110 v.	25 C carbone $I = 3,03\ v^{6,33} \times 10^{-14}$	$I = 4,29\ w^{3,05} \times 10^{-5}$
a	55 v.	16 C carbone $I = 1,26\ v^{6,32} \times 10^{-10}$	$I = 3,67\ w^{3.18} \times 10^{-5}$
O	2/55 v.	25 C osmium $I = 2,28\ v^{4,57} \times 10^{-10}$	$I = 5,09\ w^{2.69} \times 10^{-4}$
T	110 v.	22 C tantale $I = 3,61\ v^{4,33} \times 10^{-10}$	$I = 2,67\ w^{2,5} \times 10^{-3}$

Dans une lampe ordinaire à filament de carbone, une augmentation de tension de 1 % produit une augmentation d'intensité lumineuse de 6 à 7 %; dans une lampe à osmium, une augmentation de 1 % sur la tension produit une augmentation de 4,5 % sur l'intensité lumineuse, et, dans une lampe au tantale, une augmentation de tension de 1 % produit une augmentation de 4,3 % sur l'intensité lumineuse. En ce qui concerne la puissance consommée par la lampe, la puissance lumineuse varie comme le cube des watts dans la lampe au carbone et comme la 25e puissance des watts dans la lampe au tantale.

La relation entre la résistance et la tension fut déterminée également : le tableau III indique les valeurs du rapport de la résistance à chaud à la résistance à froid.

TABLEAU III

TYPE DE LAMPE	C	C	T	O
$\frac{\text{Résistance à chaud}}{\text{Résistance à froid}} =$	0,57	0,54	6,32	7,94

Un fait qui n'a pas jusqu'ici été envisagé avec suffisamment d'attention est la pointe de courant élevée que prend, au moment de l'allumage, une lampe à filament métallique par suite

de sa faible résistance à froid. Cet effet est exactement inverse de celui qui se produit dans les lampes au carbone. Aussi, si toutes les lampes sont mises brusquement en circuit, la pointe de courant prise à l'usine s'élèvera à 630 ampères pour les lampes au tantale, à 790 ampères pour les lampes à osmium et à 50 ou 60 ampères pour les lampes au carbone, par 100 ampères de courant normal. Evidemment ces effets seront fortement amortis par l'inductance du circuit, mais, malgré tout, la mise en circuit brusque des lampes occasionnera des crachements aux balais des génératrices.

(A suivre.) R. V.

MESURES

Mesures des déphasages dans les résistances et les transformateurs. — **C.-V. Drysdale.** — *The Electrician,* 16 novembre 1906.

L'auteur a récemment décrit des méthodes pour la mesure de faibles différences de phase (1). Il indique maintenant les résultats de mesures effectuées au moyen de ces méthodes.

Pour l'étude des différences de phase dans des résistances métalliques et liquides, la disposition des appareils et des connexions était celle que représente la figure 1. La charge L était

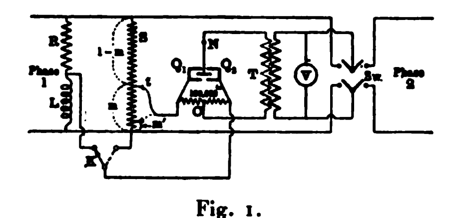


Fig. 1.

connectée en série avec une résistance non inductive, formée de fils tissés avec de l'amiante. L'ensemble était alimenté par du courant fourni par l'une des phases d'une commutatrice inversée. Entre les conducteurs principaux était connecté un shunt S avec un contact mobile *t*. Un électromètre du type wattmétrique d'Addenbrooke était employé pour la mesure des tensions : ses deux quadrants étaient reliés par une résistance de 100 000 ohms et étaient connectés au contact *t* et à la clé K permettant d'établir le contact soit avec la jonction entre la charge et la résistance non inductive, soit avec l'un des conducteurs principaux. L'aiguille de l'électromètre et le centre de la résistance shuntant les quadrants étaient reliés au secondaire d'un transformateur T dont le primaire était mis en communication soit avec les conducteurs principaux, soit avec la seconde phase, par le commutateur S_w.

Les mesures étaient faites de la façon suivante. Le transformateur T étant alimenté par la phase I de la commutatrice et la clé K étant dans la position représentée en trait plein, le contact mobile du shunt était ajusté jusqu'à ce que la déviation de l'électromètre fût réduite à zéro. On avait ainsi le point exact pour lequel la tension entre les quadrants de l'électromètre était en quadrature avec la tension principale, et la lecture *m* faite sur le shunt donnait le rapport de la différence de potentiel BD (fig. 2) à la différence de potentiel principale AB. En manœuvrant

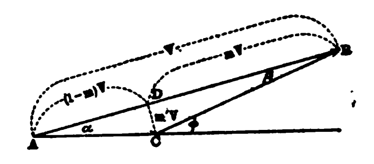


Fig. 2.

le commutateur S_w, on excitait le transformateur par la seconde phase de la commutatrice, et la déviation de l'électromètre était proportionnelle à la tension CD entre la jonction de la charge et de la résistance non inductive et le contact mobile *t*, et aussi à la tension secondaire du transformateur T. En calibrant convenablement l'électromètre avec une différence de potentiel donnée sur l'aiguille, on obtenait, par la valeur de la déviation, la différence de potentiel CD (fig. 2). Pour éviter toute difficulté provenant d'irrégularités de l'échelle ou de variations dans la tension de l'aiguille, on trouva plus simple d'exciter le transformateur par la phase I, puis de placer la clé K sur la position indiquée en trait interrompu. Les tensions de l'aiguille et des quadrants étaient presque exactement en phase et l'on obtenait une déviation dont la valeur pouvait être modifiée à volonté par le déplacement du contact mobile *t*. On opérait ainsi jusqu'à ce que la déviation obtenue fût exactement re-

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 27 octobre et 3 nov. 1906, p. 156 et 196.

produite, et on notait la nouvelle position m' du contact glissant t. Si les tensions des deux phases étaient égales, comme cela a généralement lieu, on avait pour les trois tensions AD, DB et CD les valeurs $(1 - m)$ V, mV et m'V respectivement, V étant la tension principale.

TABLEAU I

ÉLECTROLYTE	CONCENTRATION %	ÉLECTRODES MÉTAL	ÉLECTRODES DIST. EN CM.	TEMP. C	FRÉQUENCE f	TENSION TOTALE	DIFFÉRENCE DE POTENTIEL AUX BORNES	M	M'	ANGLE Radians	ANGLE Degrés
	1,25	Plomb	17	18,0	52,0	69,3	19	0,726	0,0186	0,0935	5,35
SO^4H^2 dilué	0,6	—	Constant	15,0	53,0	69,5	28,1	0,596	0,0095	0,0395	2,26
	0,3	—	—	19,8	53,0	69,9	40,8	0,417	0,0090	0,0370	2,12
	0,15	—	—	15,8	53,0	70,5	»	0,196	0,0060	0,0380	2,17
	1,0	—	17	12,0	53,9	77,5	»	0,657	0,002	0,0089	0,51
Solution de KOH	0,5	—	Constant	16,0	54,4	»	36,5	0,532	0,008	0,0032	1,183
	0,25	—	—	17,0	55,0	»	51,0	0,341	»	»	»
	1,0	—	17	16,0	49,4	63,0	8	0,464	0,014	0,056	3,21
	1,0	—	Constant	16,0	51,0	68,2	38,7	0,433	0,014	0,056	3,21
	1,0	—	—	22,0	50,0	67,5	36,8	0,455	0,013	0,052	2,98
	2,0	—	—	26,7	51,0	67,3	33,4	0,504	0,0086	0,0344	1,97
	2,0	—	—	28,0	52,0	68,8	32,6	0,526	0,0093	0,0372	2,13
Solution de soude CO^3Na^2	2,5	—	—	30,0	52,3	68,9	29,8	0,567	0,0060	0,0250	1,43
	2,5	—	—	32,0	52,3	68,9	28,8	0,581	0,0029	0,0120	0,687
	2,5	—	—	34,0	52,4	68,9	28,1	0,592	0,0040	0,0170	0,975
	3,0	—	—	22,0	52,6	76,8	34,4	0,553	0,0063	0,0260	1,49
	3,0	—	—	25,0	53,0	77,0	33,0	0,572	0,0050	0,0210	1,22
	3,5	—	—	28,0	53,0	77,0	29,8	0,612	0,0040	0,017	0,975
	3,5	—	—	28,0	53,0	77,0	29,2	0,621	0,0040	0,017	0,975
Solution de soude CO^3Na^2	3,0	Fer	17	32,0	48,0	65,9	25,36	0,615	0,003	0,01268	0,725
	»	—	»	35,0	46,3	64,5	24,85	0,6226	0,0022	0,00938	0,537
	3,0	Aluminium	»	39,0	50,3	61,0	24,15	0,604	0,0099	0,04145	2,37
	Constant	—	Constant	39,0	50,0	42,0	16,2	0,614	0,0050	0,0211	1,21
Solution de soude CO^3Na^2	—	—	—	40,0	44,5	65,0	43,1	0,337	0,0280	0,1255	7,12
	—	—	—	40,0	44,5	64,7	44,1	0,317	0,0270	0,1250	7,15
	—	—	—	42,0	50,4	64,5	43,0	0,334	0,0310	0,1405	8,05
	—	—	—	43,0	55,5	64,9	42,7	0,341	0,0350	0,1558	8,91
	—	—	—	44,0	50,4	66,2	43,1	0,347	0,0330	0,1457	8,35
Solution de soude CO^3Na^2	3,0	Fer	17	35,0	43,3	64,9	23,75	0,634	0,003	0,01295	0,742
	Constant	—	Constant	37,0	55,0	64,0	23,0	0,640	0,0027	0,01172	0,671
	—	—	—	38,0	61,0	63,2	22,55	0,6433	0,0013	0,005675	0,325
Solution de soude CO^3Na^2	3,0	—	17	37,0	50,7	70,5	25,5	0,638	0,0013	0,00564	0,323
	Constant	—	Constant	38,0	50,6	54,0	18,9	0,650	0,0019	0,00836	0,480
	—	—	—	38,0	50,6	45,0	16,15	0,641	0,0017	0,00740	0,424
	0,15	Plomb	17	15,8	53,0	70,0	56,6	0,196	0,006	0,038	2,17
	Constant	—	13	22,0	»	»	53,0	0,249	0,0065	0,0348	1,992
	—	—	10	25,0	»	»	49,0	0,289	0,0051	0,0249	1,425
SO^4H^2 dilué	—	—	7	28,0	»	»	45,3	0,346	0,0058	0,0256	1,465
	—	—	5	31,8	»	»	40,0	0,429	0,0069	0,0281	1,61
	—	—	3	36,0	»	»	34,5	0,506	0,0073	0,0292	1,67
	—	—	2	38,0	»	»	30,0	0,565	0,0060	0,0245	1,405
	—	—	1	40,0	»	»	25,7	0,633	0,0057	0,0387	2,22
SO^4H^2 dilué	0,5	—	17	14,5	51,0	75,5	23,0	0,696	0,0103	0,0488	2,8
	—	—	»	32,0	53,0	»	19,8	0,7377	0,0103	0,05545	3,18

Le triangle donne évidemment

$$\operatorname{tg} \alpha = m'/(1 - m)\ ;\quad \operatorname{tg} \beta = m'/m \quad \text{et} \quad \varphi = \alpha + \beta.$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg}(\alpha + \beta) = \frac{m'}{m(1 - m) - m'^2}$$

Quand m' est faible et que φ a aussi une valeur faible, on a :

$$\varphi = m'/m(1 - m) \text{ en radians.}$$

Si la charge est importante, la tension de la phase I n'est pas égale à celle de la phase II. Dans ce cas, on doit corriger la valeur de m' en la multipliant par le rapport V_2/V_1, V_2 et V_1 étant les tensions des phases I et II respectivement. En pratique, cette correction n'est pas nécessaire, car il n'y a jamais de différence sensible entre V_1 et V_2.

Cette méthode a été jugée très commode non seulement pour trouver le déphasage mais aussi la résistance spécifique de différents liquides. La quantité mV est la composante wattée de la tension : divisée par le courant, elle donne la résistance ohmique équivalente de la charge. Les expériences furent faites avec une fréquence de courant de 50 périodes environ, et une différence de potentiel à peu près sinusoïdale.

Expériences sur des résistances. — Avec des bobines de fil de fer de $3^{mm},2$ de diamètre enroulées sur un diamètre de $2^{cm},5$ environ en une hélice de 1 centimètre de pas, le déphasage pour une fréquence de 50 périodes s'est élevé à 16 ou 18°. Des résistances en bandes de constantan roulées en hélices de $1^{cm},25$ de diamètre ont été trouvées à peu près non inductives, le déphasage étant inférieur à 0°,1. Des lampes à incandescence à filaments en boucle peuvent être considérées comme absolument non inductives à cette fréquence, le déphasage étant impossible à mesurer, quoique l'on pût mesurer un déphasage de 0°,02.

La question du déphasage dans les résistances liquides est très importante. L'auteur a employé des plaques de fer, de plomb et d'aluminium à différents écartements avec des solutions d'acide sulfurique, de carbonate de soude et de potasse caustique comme électrolyte. La surface de chaque électrode était de 10 centimètres carrés : le tableau I résume les résultats obtenus.

Dans chaque groupe d'observations, il y a une certaine irrégularité provenant des variations survenues dans la cuve à électrolyse, à cause des variations de température, de la durée, etc. Les solutions étaient faites avec des sels du commerce, et avec de l'eau ordinaire.

On voit qu'avec des plaques de plomb dans l'acide sulfurique, l'angle est de 3° environ ; dans le carbonate de soude, il est de 2° environ ; dans la potasse caustique il est de 0°,3 environ. Avec des plaques de fer dans du carbonate de soude, l'angle est d'environ 0°,6 ; avec des plaques d'aluminium dans la même solution, l'angle atteint des valeurs comprises entre 1 et 2° jusqu'à 14°, l'angle étant faible au début et augmentant peu à peu quand le courant continue à passer. Évidemment la forme de la courbe est fortement modifiée dans ce cas, et la signification exacte du déphasage est incertaine. En ce qui concerne les variations de concentration, il semble que l'angle de déphasage augmente avec celle-ci dans l'acide sulfurique et dans la potasse caustique, et diminue dans le carbonate de soude. L'angle de déphasage semble décroître quand la fréquence croît, et semble dépendre peu de la différence de potentiel ou de la distance entre plaques.

La conclusion générale de ces essais est que, dans la plupart des cas, si l'on n'emploie pas d'électrodes en aluminium, le facteur de puissance est égal à l'unité à 0,5 °/₀ près dans les résistances liquides. Dans le cas d'essais de chute de tension toutefois, les deux ou trois degrés de déphasage introduits par la résistance liquide peuvent être appréciables pour juger du réglage d'un alternateur sur charge absolument non-inductive.

(A suivre.) R. R.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 19 Janvier 1907. 14e Année. — N° 3.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

PROPRIÉTÉS DES ROTORS A COLLECTEUR *(suite)* (1)

Ces dernières équations sont établies en supposant l'enroulement statorique ramené à ses deux enroulements composants suivant les axes *ab* et *cd*. M désigne, en réalité, le coefficient d'induction mutuelle de l'enroulement total avec le circuit *cd* et M_1 son coefficient d'induction mutuelle avec le circuit *ab*.

Il est nécessaire, dans le cas général considéré, en outre des courants i_1 et i_2, de connaître les courants j_1 et j_2 dans le court-circuit *cd* qui sont l'un en phase et l'autre en quadrature avec V. Ces courants sont produits tant par induction statique (se reporter à l'étude du courant Y dont nous avons parlé plus haut) que par la rotation du rotor sous le flux crée suivant *ab* par le circuit rotorique *ab* et l'enroulement composant du stator ayant même axe.

On a, en négligeant la résistance du rotor :

$$j_1 = \frac{M}{L} I_1 - \frac{M_1}{L} \frac{k_{s_1}\omega_1}{\omega} I_2 - \frac{k_r\omega_1}{\omega} i_2$$

$$j_2 = \frac{M}{L} I_2 - \frac{M_1}{L} \frac{k_{s_1}\omega_1}{\omega} I_1 - \frac{k_r\omega_1}{\omega} i_1 .$$

Au point de vue de l'expression du couple, il convient de remarquer que le couple du moteur peut être considéré comme produit :

1° Par l'action du flux émis par le stator suivant *cd* sur le circuit rotorique *ab*.

(1) *Éclairage Électrique*, tome L, 5 et 12 janvier 1907, pages 1 et 41.

L'expression de ce premier couple est exactement :

$$Mk_s [I_1 i_1 + I_2 i_2].$$

2° Par l'action du flux émis par le stator suivant *ab* sur le circuit rotorique *cd*. L'expression de ce deuxième couple est exactement :

$$M_1 k_{s_1} [I_1 j_1 + I_2 j_2].$$

Le couple du moteur est finalement :

$$Mk_s [I_1 i_1 + I_2 i_2] - M_1 k_{s_1} [I_1 j_1 + I_2 j_2].$$

Si l'on cherche à établir l'expression de ce couple résultant en fonction de la tension V et des simples coefficients M, M_1, L, l'on arrive à une expression assez compliquée.

Toutefois on se rend facilement compte que si l'on a soin, en prélevant l'excitation du rotor à une bobine auxiliaire convenablement disposée sur la périphérie du stator, de faire :

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{M_1}{M}.$$

en même temps que :

$$\frac{v}{V} = \frac{2r}{\sqrt{M^2 + M_1^2}\,\omega}.$$

on obtient la même vitesse à vide $\frac{\omega}{k_r}$ que dans le cas déjà étudié d'un moteur shunt où l'on vérifie la condition :

$$\frac{v}{V} = \frac{2r}{M\omega}.$$

A la vitesse $\frac{\omega}{k_r}$ le courant absorbé par le stator est alors nul. Le moteur admet un certain glissement par rapport à cette vitesse dès qu'il entre en charge.

Le point qu'il convient de mettre en évidence avant d'entreprendre la discussion de l'expression du couple en vitesse c'est que, dans le cas général considéré, le moteur est susceptible d'avoir un certain couple au démarrage.

Considérons la figure 16 dans laquelle le circuit *ab* est fermé sur lui-même.

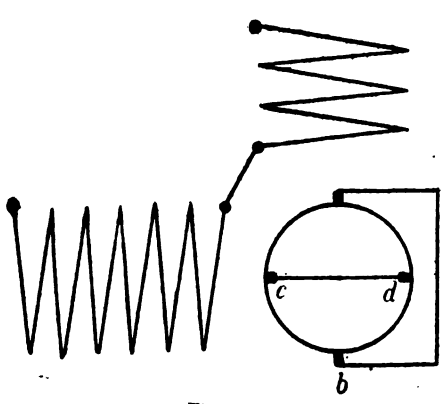


Fig. 16.

Nous avons démontré au début de notre étude que dans le cas d'un rotor mis en court-circuit sur lui-même par la voie du collecteur (voir fig. 8), il y avait, en dehors du couple provenant du fonctionnement comme en moteur d'induction, un couple *résistant* dû à l'inégalité $k_s > k_r$ et qui pouvait atteindre une valeur, telle que le moteur se dérobait à toute charge. Dans le cas de la figure 16 nous allons voir, en outre, que la différence $(k_{s_1} - k_s)$ peut, à son tour, apporter des perturbations importantes au fonctionnement en moteur d'induction théorique.

Considérons le rotor au repos tandis que le stator est traversé par un courant I.

Le court-circuit *cd* est le siège d'un courant :

$$\frac{M}{L} I$$

et le court-circuit *ab* le siège d'un courant :

$$\frac{M_1}{L} I$$

Le couple produit par l'action du flux émis par le stator suivant *cd* sur le circuit rotorique *ab* est égal à

$$\frac{MM_1}{L} k_s I$$

Le couple produit par l'action du flux émis par le stator suivant *ab* sur le circuit rotorique *cd* est égal à

$$\frac{M_1 M}{L} k_{s_1} I$$

Ces deux couples sont antagonistes. Seule, leur différence donnera un couple de démarrage C_d au moteur. On aura :

$$C_d = \frac{MM_1}{L}(k_{s_1} - k_s)I$$

Ainsi donc, dès que nous supposons k_{s_1} différent de k_s, nous avons bien un certain couple au démarrage.

Imaginons que l'on ait sur le stator un enroulement uniformément réparti dont l'axe *ef* soit incliné par rapport à l'axe *cd*.

Soit e_1f_1 l'axe symétrique de l'axe *ef*, par rapport à l'axe *cd*.

L'enroulement statorique peut être envisagé comme constitué par la mise en série de deux enroulements l'un $emf_1 - e_1nf$ admettant *cd* comme axe, l'autre $eqe_1 - f_1pf$ admettant *ab* comme axe. Le rapport du nombre de spires des deux enroulements composants en même temps que celui des arcs qu'ils occupent sur la périphérie du stator sera, en désignant par θ l'inclinaison de l'axe *ef* sur l'axe *cd* : $\frac{\pi - 2\theta}{2\theta}$.

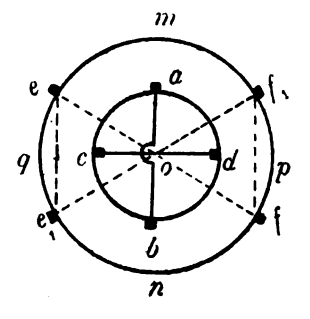


Fig. 17.

Nous savons que les coefficients k_s et k_{s_1} dépendent essentiellement de la distribution des flux produits par ces enroulements à la périphérie magnétique du rotor. Or il est facile de se rendre compte que, tant que les enroulements composants occupent des arcs de grandeur différente sur la périphérie du stator, ce qui est toujours vrai dans le cas général où $\theta \neq 45°$, les distributions des flux auxquels ils donnent lieu sont différentes.

Considérons, en effet, un enroulement distribué uniformément sur la périphérie entière 2π du stator. Conformément à ce qui est habituellement reconnu, la forme de la distribution du flux engendré par cet enroulement suivant son axe sera triangulaire et pourra être représenté par le contour ABCDE (voir fig. 18).

Un enroulement réparti uniformément sur arc 4θ donnera lieu au contraire à une distribution trapézoïdale et pourra être représenté par le contour AFGCHIE.

La différence entre les bases de chacun des deux trapèzes représentatifs de cette dernière distribution du flux sera 2θ.

La distribution de flux prendra donc une allure d'autant plus voisine d'une allure rectangulaire que l'enroulement considéré sera distribué sur un arc plus petit de la périphérie du stator.

Si nous nous reportons au cas de la figure 17 nous voyons donc que, pour des inclinaisons θ assez faibles, un des deux enroulements composants conserve une distribution d'allure triangulaire tandis que l'autre admet une distribution d'allure rectangulaire. C'est reconnaître que les coefficients k_1 et k_{11} doivent être nécessairement différents. A mesure que l'inclinaison augmente les deux enroulements composants tendent à avoir des distributions semblables ; ce résultat est atteint pour $\theta = 45°$ et à ce moment le couple de démarrage s'annule. Étant nul pour les deux valeurs extrêmes $\theta = 0$ et $\theta = 45°$, il passe donc par un maximum entre ces deux inclinaisons.

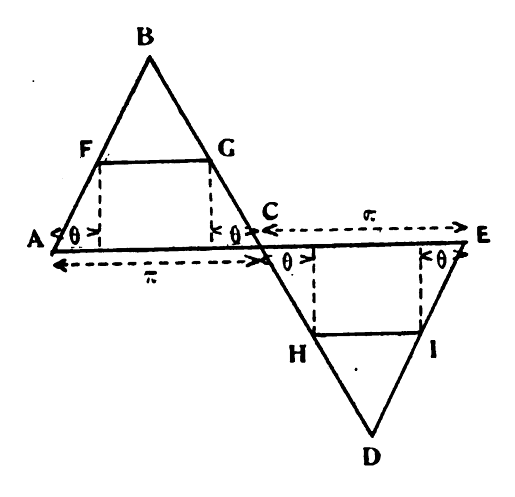


Fig. 18.

Le maximum sera de préférence déterminé par l'expérience.

On pourrait augmenter artificiellement ce couple de démarrage parasite en disposant une certaine impédance extérieure sur le circuit *ab*. Lorsque cette impédance devient infinie on retombe sur le démarrage d'un moteur à répulsion.

(A suivre.) Marius LATOUR.

LA TRACTION ÉLECTRIQUE SUR LE CHEMIN DE FER MÉTROPOLITAIN DE VIENNE (*suite*)[1]

LOCOMOTIVE

La locomotive d'essais, établie par la Société Krizik, a une longueur totale de 7m,85 entre tampons et repose sur deux essieux munis de roues de 1 200 millimètres et distants de 3 mètres. Le mode de construction de la machine elle-même ne présente pas de particularités. Le châssis comprend deux forts longerons réunis par des entretoises. Chacun des deux moteurs attaquant un essieu est suspendu par son centre de gravité, ce qui décharge presque complètement l'essieu. La suspension des moteurs est assurée par des traverses articulées soutenues elles-mêmes, avec interposition de ressorts à boudins, par la partie suspendue de la locomotive.

Sur le châssis de la locomotive est disposée une cabine de mécanicien et, en avant et en arrière de celle-ci, deux coffres en tôle : l'un d'eux contient les résistances ; l'autre contient un moteur double actionnant une pompe à vide pour la commande des freins et un compresseur fournissant l'air comprimé nécessaire au sifflet et aux sablières. Ces deux coffres sont accessibles de l'extérieur, après soulèvement des couvercles. La cabine et les deux coffres sont établis en tôles de 2mm,5 d'épaisseur. Les coffres portent des persiennes permettant la circulation de l'air pour le refroidissement des appareils. La cabine du méca-

[1] *Éclairage Électrique*, tome L, 12 janvier 1907, page 51.



nicien contient les différents appareils de réglage et de mesure ordinairement employés : il convient de citer en supplément un tachymètre qui, lorsque la vitesse dépasse 60 kilomètres à l'heure, actionne un signal à cloche pour prévenir le mécanicien.

Moteurs. — Comme cela a été dit, la locomotive est munie de quatre moteurs attaquant deux par deux un essieu. La figure 7 représente un groupe de deux moteurs et la couronne dentée clavetée sur l'essieu correspondant : les oreilles, venues de fonderie avec chaque carcasse et situées sur la verticale du centre de gravité, sont fixées à des traverses oscillantes, soutenues par des ressorts à boudins, qui assurent la suspension de chaque moteur.

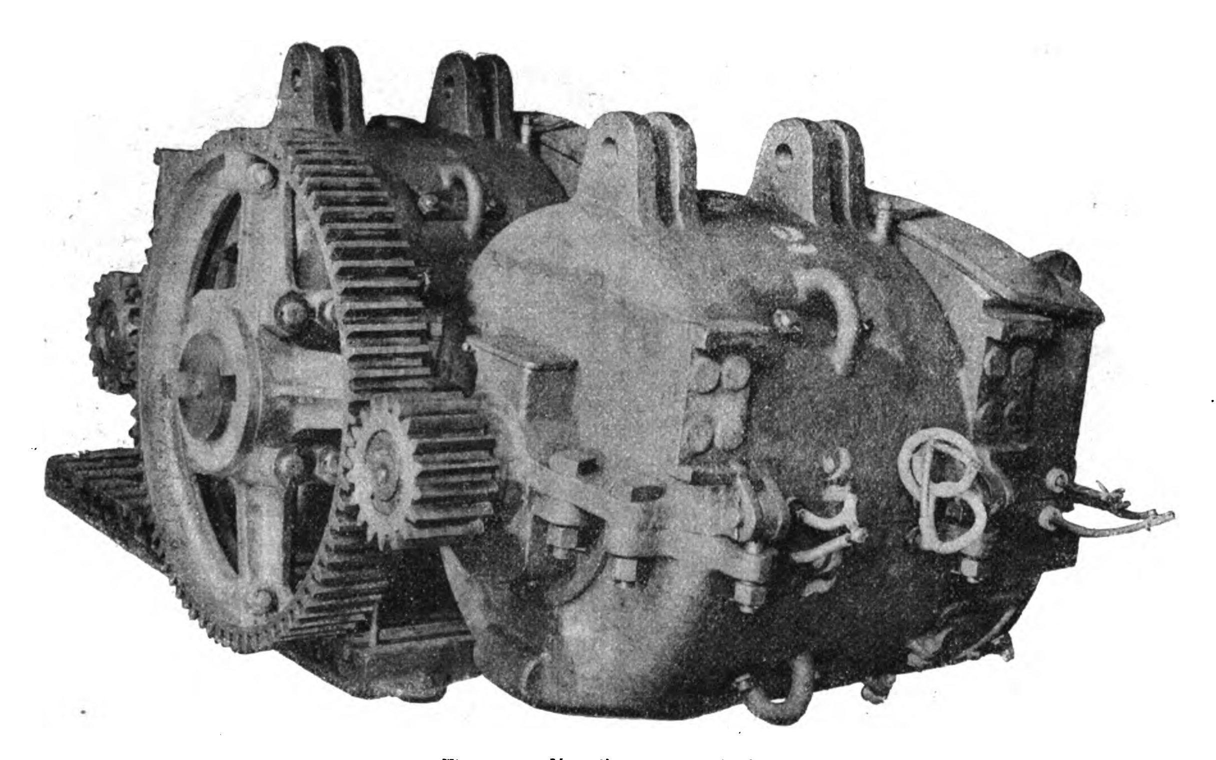


Fig. 7. — Vue d'un moteur double.

La carcasse d'un moteur est en deux pièces : les parties inférieure et supérieure portent des pattes dans lesquelles sont disposés les paliers de l'essieu : les pattes d'un moteur alternent avec celles de l'autre. La carcasse inductrice en acier coulé porte quatre pôles feuilletés rapportés et maintenus en place par des boulons. La figure 8 montre un moteur ouvert et laisse voir la disposition des inducteurs. Chaque pôle porte une bobine inductrice que des ressorts appuient contre la carcasse. Celle-ci n'est pas complètement fermée, mais porte deux ouvertures de ventilation disposées de telle façon que l'eau ne puisse pas y pénétrer. De même, le couvercle du collecteur est muni d'une large ouverture établie pour laisser facilement échapper l'air chaud, mais bien abritée contre l'introduction d'eau.

L'induit d'un moteur, nettement visible sur la figure 8, est claveté sur l'arbre et comprend un noyau en tôles muni de deux canaux de ventilation : les canaux communiquent avec des ouvertures qui aboutissent sur les faces latérales de l'induit, du côté du collecteur et du

côté opposé ; l'air pénètre dans ces ouvertures et est rejeté entre les inducteurs par les deux canaux ménagés entre les tôles.

Les tôles portent des encoches ouvertes dans lesquelles est placé l'enroulement, fait en conducteurs plats en cuivre recouverts d'un ruban imprégné de vernis Sterling. Chaque côté de bobine est placé dans un conduit en micanite comprimée recouvert à nouveau d'un ruban : en outre, chaque encoche est garnie de presspahn et de toile isolante. Ce mode d'isolement a donné d'excellents résultats : les induits ont été soumis à un essai d'une demi-heure avec du courant alternatif à 4 000 volts. Les bobines de l'induit constituent un enroulement série tétrapolaire. Les bobines sont maintenues dans les encoches par de solides frettes en fil de bronze siliceux établies sur des feuilles de mica.

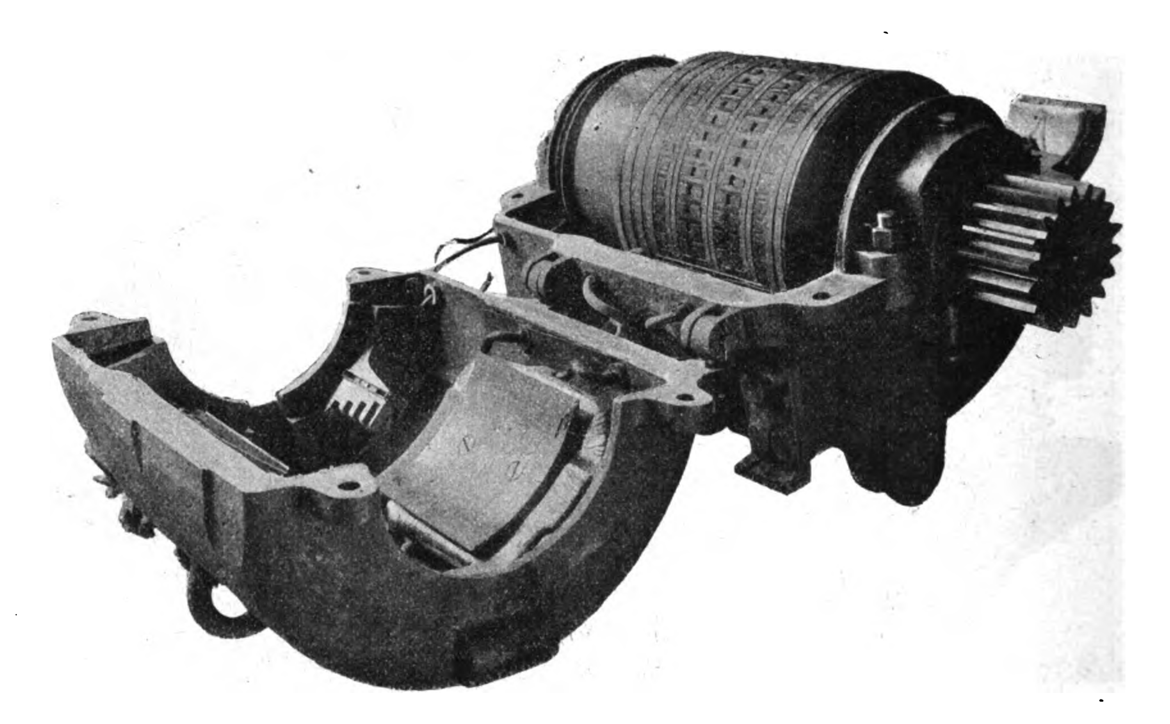


Fig. 8. — Vue d'un moteur ouvert.

Le collecteur a été établi d'une façon extrêmement robuste : il est fixé sur une lanterne permettant la libre pénétration de l'air dans le noyau de l'induit. L'isolement du collecteur est particulièrement bon non seulement au point de vue du percement, mais aussi au point de vue de la conductibilité superficielle. On a compté que la poussière des balais en charbon pourrait se déposer sur toutes les surfaces et y former une couche conductrice. Le collecteur est isolé d'un côté par un large anneau d'ambroïne, et de l'autre par une longue enveloppe de mica.

Chaque moteur est muni de quatre lignes de balais : les balais supérieurs sont accessibles par une large porte fermée par un couvercle : les balais inférieurs peuvent être atteints au moyen de deux petites ouvertures ménagées à la partie inférieure de la carcasse. Les porte-balais sont fixés chacun séparément à une plaque isolante que l'on peut régler de l'extérieur du moteur, au moyen d'un boulon se déplaçant dans une encoche de la carcasse.

Les moteurs ont une puissance de 130 chevaux et sont établis pour 750 volts, 134 ampères.

et 545 tours par minute. Leurs dimensions principales sont résumées par le tableau suivant :

Inducteur.	Carcasse inductrice	acier coulé.
	Section de la culasse	2 × 274 cmq.
	Nombre de pôles	4
	Nature des noyaux polaires	acier.
	Section des noyaux —	554 cmq.
	Nature des masses polaires	feuilletées.
	Longueur —	30 cm.
	Valeur de l'arc polaire	31 cm.
	Diamètre d'alésage	52 mm.
	Bobines d'excitation	quatre bobines série en série.
	Nombre de tours par bobine	66
	Diamètre du fil	$7^{mm},8$
	Résistance du circuit inducteur à chaud	0,1280 ohm.
Entrefer.	Valeur de l'entrefer simple	5 mm.
Induit.	Diamètre	51 cm.
	Longueur	30 —
	Longueur nette de fer	27,2
	Nombre d'encoches	46
	Largeur d'une encoche	$1^{cm},72$
	Profondeur	$3^{cm},64$
	Nature du bobinage	série.
	Nombre de conducteurs	550
	Section d'un conducteur	13 × 1,2 mmq.
	Nombre de conducteurs dans une encoche	12
	Résistance de l'induit à chaud	0,1632 ohm.
Collecteur	Diamètre	41 cm.
	Longueur	18
	Nombre de lames	275
	Nombre de lignes de balais	4
	Nombre de balais par ligne	4
	Nombre de lames couvertes	2,3
	Surface de contact d'un charbon	11 × 40 mmq.
Échauffement (au bout d'une heure).		
	Échauffement de l'induit	54 — 61°
	— du collecteur	60°
	— des inducteurs	59°

Les valeurs du rendement obtenu au frein atteignent 87 %. Les essais faits à poste fixe et sur la locomotive ont montré que la commutation s'effectue sans aucune étincelle. Ce résultat a été obtenu grâce à l'emploi d'une seule bobine par lame de collecteur, d'un grand nombre de lames, d'une faible densité de courant sous les balais, de faibles différences de potentiel sous les balais (balais étroits), et d'une bonne forme d'arc polaire.

La transmission du mouvement des moteurs à l'essieu s'effectue par un train d'engrenages droits ayant comme rapport de démultiplication 18/78. La roue dentée est en acier coulé : les pignons sont en acier forgé : les engrenages sont enfermés dans un carter.

Connexions générales. — Le schéma des connexions générales de la locomotive est donné par la figure 9. Le courant continu à 2×1500 volts est recueilli par les archets A_1 et A_2. Deux parafoudres P_1 et P_2 sont en dérivation sur chacun des conducteurs reliés à ces archets. Le courant passe par les fusibles F_1 et F_2, les disjoncteurs à maxima Ma_1 et Ma_2 servant aussi d'interrupteurs de secours, puis par les shunts sh_1 et sh_2 reliés aux ampèremètres a_1 et a_2. Chacun de ces appareils indique l'intensité de courant dans les deux branches du circuit. De là, le courant passe par l'inverseur Iv qui réalise les connexions nécessaires pour la

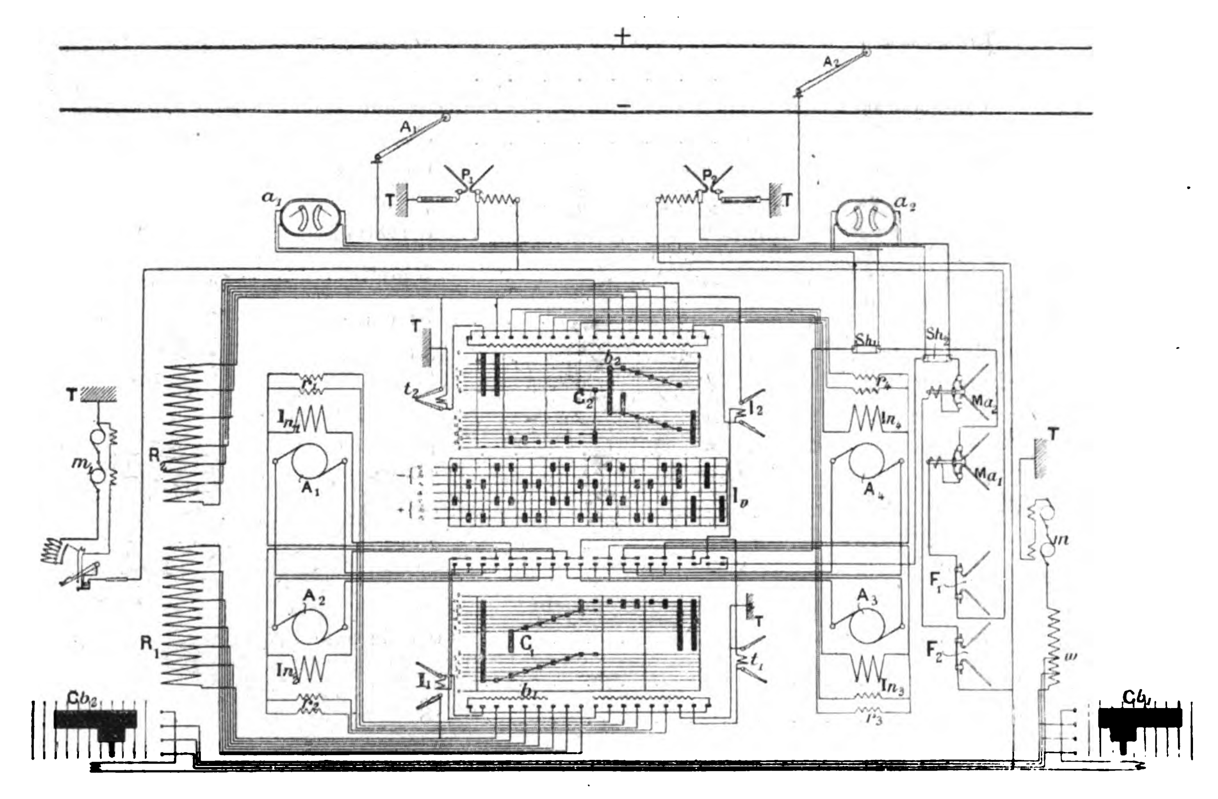


Fig. 9. — Schéma des connexions.

marche en avant ou en arrière et permet de démarrer sur le pont positif ou sur le pont négatif de la ligne d'alimentation. Ensuite il traverse les interrupteurs à haute tension I_1 et I_2 munis de bobines de soufflage magnétique, et les bobines de soufflage magnétique b_1 et b_2 des contacts des cylindres de controller C_1 et C_2. Ces cylindres C_1 et C_2 ferment le circuit des inducteurs In_1, In_2, In_3 et In_4 et des induits A_1, A_2, A_3, A_4 des moteurs, dans lequel ils introduisent d'abord les résistances R_1 et R_2. Les résistances r_1, r_2, r_3, r_4 qui shuntent les inducteurs sont mises en circuit par le controller dans les 13ᵉ et 14ᵉ positions.

La jonction à la terre T est effectuée par les deux interrupteurs t_1 et t_2 munis chacun d'une bobine de soufflage magnétique. Les interrupteurs, commandés comme les interrupteurs principaux par l'appareil de manœuvre au moyen d'un mécanisme de renvois et de disques excentrés, sont reliés en parallèle avec les contacts correspondants des cylindres de controller et produisent la dernière rupture de courant, ainsi que la première fermeture de circuit : les plots des cylindres de controller ne doivent donc jamais avoir à supporter d'arcs destructeurs.

Un courant dérivé alimente le moteur double de la pompe à air m, formé de deux moteurs série semblables à 750 volts calés sur le même arbre : deux petits combinateurs cb_1 et cb_2, placés chacun à un poste de manœuvre de la locomotive, commandent ce moteur : ces appareils sont munis de bobines de soufflage magnétique. Une autre dérivation alimente le moteur double m_1 du compresseur : ce moteur est à excitation shunt et est muni d'une résistance de démarrage et de réglage.

Appareil de manœuvre. — L'appareil de manœuvre est placé au milieu de la cabine : la figure 10 en donne une vue. Un volant, placé à l'un ou l'autre poste de manœuvre entraîne,

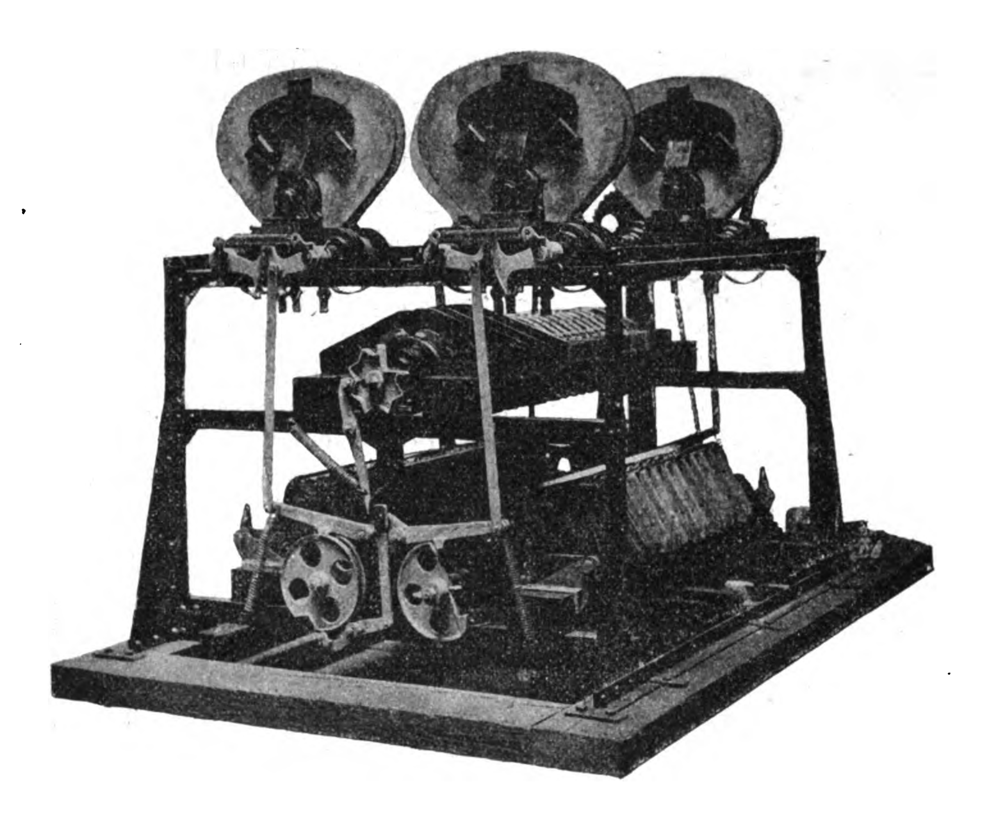
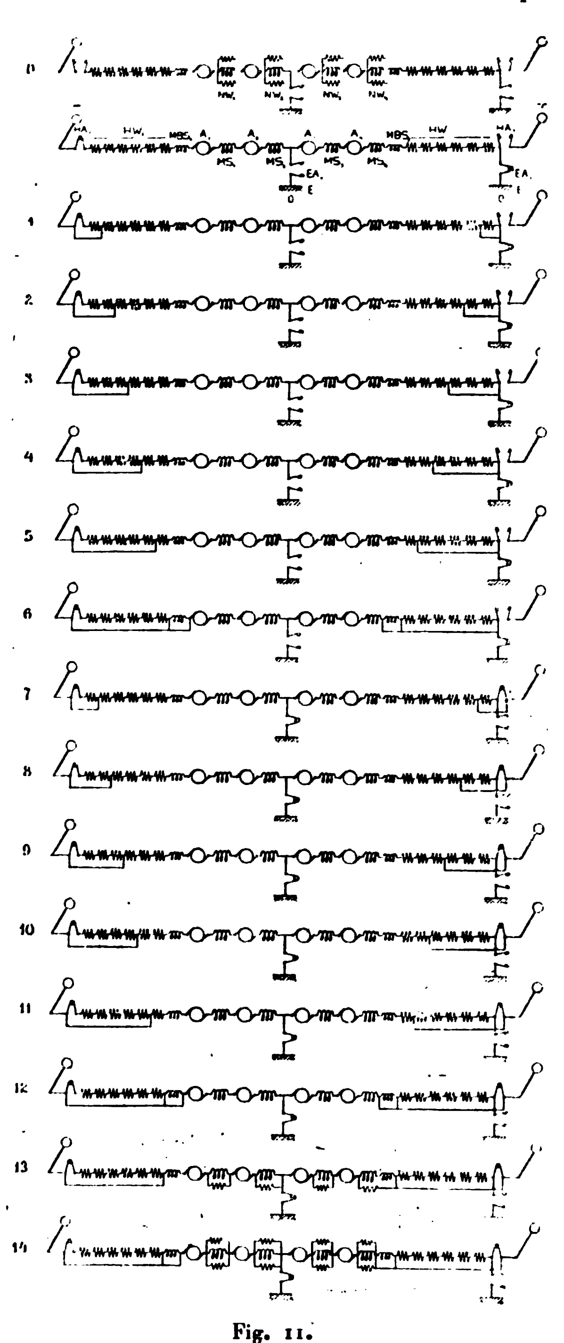


Fig. 10. — Appareil de manœuvre.

par l'intermédiaire de deux engrenages coniques, d'un arbre et d'une chaîne sans fin, les différents cylindres horizontaux qui effectuent les connexions nécessaires. Ces cylindres sont munis d'un soufflage magnétique pour chaque contact glissant. D'un côté, ils portent des roues dentées servant à leur entraînement ; de l'autre côté (fig. 10), ils portent des disques incomplets qui effectuent la commande des interrupteurs. Ceux-ci se composent chacun de deux longs bras à contacts en charbon ; sur ces bras sont clavetés des secteurs dentés nettement visibles sur la figure 9, qui les font pivoter autour de deux axes. La rupture de l'arc est activée par une bobine de soufflage magnétique ; tout l'espace où l'arc se produit est entouré de plaques isolantes incombustibles formant cheminée : cette disposition active encore le soufflage de l'arc par suite du courant d'air produit. Comme on le voit sur le schéma de la figure 9, ces interrupteurs sont branchés en dérivation sur les contacts

des cylindres: ils se forment avant que les contacts ne s'établissent, et s'ouvrent après que ces contacts soient ouverts.

Les différentes connexions réalisées par la manœuvre de l'appareil qui vient d'être décrit ont été indiquées au début (fig. 11). Sur les six premiers crans, les moteurs sont tous en série sur un pont, et les résistances sont mises peu à peu hors circuit ; entre le sixième et le septième cran, on passe de la tension de 1 500 volts à la tension de 3 000 volts : ce passage présente quatre phases différentes, pendant lesquelles la totalité des résistances est intercalée à nouveau en circuit, l'interrupteur de terre est déconnecté de l'extrémité du circuit et connecté au milieu de celui-ci, et l'interrupteur de l'archet du pont non utilisé jusqu'alors est fermé. Entre les crans 7 et 11, les résistances sont mises peu à peu hors circuit : aux crans 13 et 14, on place en shunt sur les inducteurs des résistances *r* qui affaiblissent le flux et augmentent, par suite, la vitesse de rotation.


Fig. 11.

L'appareil de manœuvre, actuellement commandé à la main, sera probablement commandé par l'intermédiaire d'air comprimé dans les prochaines locomotives. La disposition actuelle a été adoptée pour gagner du temps.

Organes de prise de courant. — Les organes de prise de courant sont fixés sur le toit de la cabine, à 1m,40 de distance transversale, et sont placés chacun à une extrémité du toit. Chacun d'eux est du type pantographe : la partie supérieure qui prend contact avec le fil est formée par un rouleau tournant sur un axe en acier ; deux pièces latérales inclinées en bois facilitent l'entrée du rouleau sous le fil dans les aiguillages. Le rouleau, tournant sur l'axe en acier est lubréfié au moyen de graphite : des balais en charbon, appuyés contre la partie inférieure du rouleau, servent à recueillir le courant. Dans les prochaines locomotives, le relèvement et l'abaissement de ces organes sera effectué par l'intermédiaire d'air comprimé.

Coupe-circuit fusibles et disjoncteurs automatiques. — La figure 12 représente l'un des coupe-circuit employés sur la locomotive. Dès que la bande fusible fond, l'arc saute entre les cornes voisines et se souffle rapidement. Les deux pièces qui supportent la bande fusible peuvent tourner autour d'un axe, et, dans cette position, le contact est rompu avec les plots

amenant le courant : le remplacement d'un fusible peut donc être fait facilement et sans aucun danger. Le pivotement de l'axe portant ces pièces est commandé par un petit levier à main.

Les disjoncteurs automatiques sont établis d'une façon toute spéciale. Chacun d'eux comprend une bobine excitée en série et agissant sur un noyau de fer. En cas de surcharge, celui-ci est soulevé et dégage un petit verrou : le bras qui porte le contact mobile est alors rappelé par un ressort puissant et le circuit est rompu. Le contact est établi entre deux pièces fixes par une pièce élastique en ressorts de cuivre : en parallèle avec ce contact sont disposés deux doigts appuyés contre des cornes fixes sur lesquelles se produit la rupture finale de l'arc. Deux bobines latérales produisent un champ magnétique puissant : ces bobines ne sont mises en circuit qu'au moment de la rupture ou de la fermeture du contact. Les cornes et les doigts métalliques sont placés dans une chambre incombustible et isolante formant cheminée. Le réglage de l'intensité de courant pour laquelle agit le disjoncteur à maxima est réglé au moyen d'une bobine placée à la partie inférieure de l'appareil. La fermeture du circuit est effectuée au moyen d'un levier à main placé au poste de commande. Les disjoncteurs peuvent aussi servir d'interrupteurs de secours, et l'on a prévu pour cela un autre levier à main qui commande leur ouverture. Ce levier est enclanché avec celui qui commande les contacts des coupe-circuit fusibles de telle manière que les disjoncteurs soient ouverts lorsqu'on doit toucher aux fusibles.

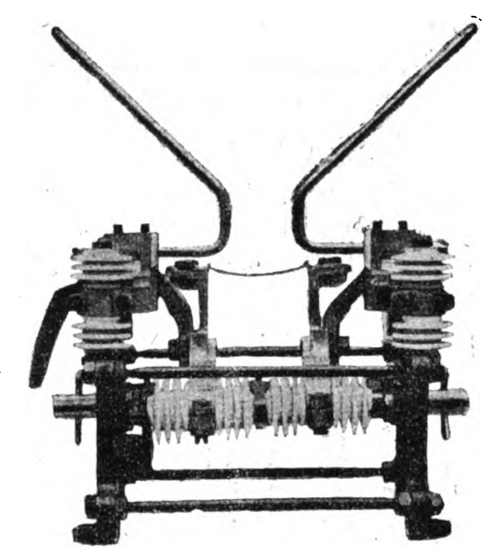


Fig. 12. — Coupe-circuit.

Résistances et appareils accessoires. — Les résistances sont placées dans l'un des coffres en tôle adjacents à la cabine du mécanicien. Elles consistent en disques portant un enroulement bifilaire isolé au mica et à l'amiante. Les différents disques sont isolés les uns des autres par de petits isolateurs en porcelaine ; tout l'ensemble est isolé du châssis par de gros isolateurs à cloche.

L'autre coffre de la locomotive contient deux pompes à vide à piston tournant de la Vacuum Brake C° : ces pompes sont disposées de part et d'autre d'un moteur série double à 1 500 volts, 3,3 ampères, 900 tours et 5,6 chevaux : chacun des deux induits de ce moteur, clavetés sur le même arbre, est alimenté sous une différence de potentiel de 750 volts. Comme le montre le schéma de la figure 8, ce moteur et les pompes à vide sont commandés par un controller de freinage dont le fonctionnement est le suivant. Dans les positions 1, 10 et 11, le courant est rompu ; dans les autres positions, le moteur tourne plus ou moins vite. Au début du trajet, on raréfie l'air à 52-55 centimètres en amenant le controller sur la 4e position où le moteur fonctionne sans résistance ; ensuite, on le place sur les positions 5, 6, 7, où l'aspiration compense simplement les fuites. Entre les positions 7 et 8, l'air commence à entrer dans la conduite des freins et jusqu'à la position 10, le déplacement du controller règle cette admission. Dans cette position, la pompe est déconnectée : dans la position 11, la conduite des freins communique librement avec l'atmosphère. Outre les pompes à vide, il y a un compresseur à grande vitesse entraîné par un moteur shunt d

2 chevaux à 900 tours (1 500 volts et 1,3 ampères) : ce moteur est constitué aussi par deux moteurs à 750 volts juxtaposés. L'air est comprimé sous une pression de 7 atmosphères et sert au sifflet et aux sablières.

Le tableau suivant indique le poids des différentes parties de l'équipement et de la locomotive :

Chaque moteur double avec engrenages.	4 930 kgr.
Appareil de manœuvre avec la commande.	850 —
Moteur de pompes à air.	170 —
Moteur de compresseur.	330 —
Équipement électrique complet de la machine.	14 500 —
Locomotive complète.	29 000 —
Poids sur chaque essieu.	14 500 —

A. Solier.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la décomposition du radium A, B et C. — **H.-W. Schmidt.** — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

L'auteur s'est proposé d'étudier les rayons qui proviennent de la décomposition du radium. Il employait un électromètre à feuilles avec microscope de lecture. Un tube de laiton de $7^{cm},2$ de diamètre et de $7^{cm},5$ de hauteur contenait un fil de laiton de $0^{cm},5$ de diamètre et de $4^{cm},5$ de longueur. La substance active à étudier était employée sous forme d'une couche infiniment mince placée sur une feuille de laiton ou d'aluminium. Ces feuilles activées étaient placées en guise de couvercle sur le tube de laiton directement ou avec interposition de filtres formés de feuilles d'aluminium de $0^{mm},003$ d'épaisseur et de tôles d'aluminium de $0^{mm},095$, $0^{mm},507$, $1^{mm},010$ et $2^{mm},018$ d'épaisseur.

1° *Rayons α et β émis par le radium* C.

Le radium C était précipité d'une solution d'après la méthode de v. Lerche. La solution était obtenue en faisant bouillir un fil de platine activé dans l'acide chlorhydrique. Les résultats des mesures d'absorption obtenues avec du radium C sont indiqués par le tableau I : dans celui-ci, la première colonne indique le filtre employé, la deuxième indique l'épaisseur totale, la troisième la dispersion mesurée, la quatrième la part de la dispersion relative aux rayons α et la cinquième la part relative aux rayons β. En traçant la courbe qui correspond à ces chiffres on constate une interruption pour une épaisseur de filtre de 12 feuilles ($0^{mm},044$). Cette particularité est explicable par le fait signalé par Bragg que toutes les particules α d'un composé radioactif déterminé ont dans l'air le même pouvoir d'ionisation et présentent le même pouvoir de pénétration dans les corps solides. Pour une épaisseur déterminée des feuilles, l'action ionisante doit donc cesser. En ce qui concerne l'absorption des rayons β, on voit qu'elle ne suit pas les lois simples d'absorption de l'optique. Si l'énergie absorbée était proportionnelle à l'énergie en jeu, la relation entre l'énergie d'ionisation et l'épaisseur du filtre serait représentée par une fonction exponentielle.

$$J_d = J_o \cdot e^{-\nu d},$$

J_o et J_d étant les ionisations pour des épaisseurs de filtres o et d et ν étant une constante, le coefficient d'absorption. La courbe trouvée expérimentalement tombe moins vite qu'une courbe exponentielle. Le coefficient d'absorption n'est



donc pas constant, mais diminue avec l'épaisseur de la couche. Dans les filtres épais, il y a donc proportionnellement beaucoup moins d'énergie absorbée que dans les filtres minces.

TABLEAU I

Mesures d'absorption avec du radium C.

FILTRE	d en mm.	Jc	$(Jc)_\alpha$	$(Jc)_\beta$
0	**0**	**10 000**	9 900	*77*
1 feuille.	0,0036	9 400	9 200	*76*
2 —	0,0072	8 100	8 300	*74*
3 —	0,0110	6 600	7 000	*73*
4 —	0,0146	5 800	5 700	*72*
5 —	0,018	4 600	4 450	*70*
6 —	0,022	3 400	3 300	*69*
7 —	0,026	2 300	2 200	*68*
8 —	0,029	»	1 450	*67*
9 —	**0,033**	**900**	840	*65*
10 —	0,036	550	460	*64*
11 —	0,040	190	120	*63*
12 —	0,044	86	14	*62*
13 —	0,047	61	0	61
14 —	0,051	60	0	60
1 tôle + 1 feuille.	**0,099**	**49,8**	0	49,8
2 —	0,190	37,2	0	37,2
4 —	0,380	23,0	0	23,0
1 —	**0,507**	**17,9**	0	17,9
2 —	0,697	11,4	0	11,4
2 —	1,014	7,3	0	7,3
3 —	1,521	3,5	0	3,5
4 —	2,028	2,3	0	2,3

2° *Intensités de radiation et épaisseur de filtre pour un mélange de radium* B *et de radium* C. — Dans ces expériences, la source de radiation était une feuille ou une tôle activée. Pour les mesures d'absorption, il se présente une difficulté qui n'existe pas dans les mesures relatives au radium C seul : la forme de la courbe de décroissance dépend de l'épaisseur du filtre employé, et l'on ne peut pas considérer comme normale une forme de courbe déterminée. Sur la feuille activée, il existe trois éléments radioactifs dont l'intensité de radiation dépend non seulement de l'épaisseur du filtre, mais dépend aussi d'une façon très variable du temps θ pendant lequel le fil a été activé, et de la durée t d'observation. Ces conditions peuvent être étudiées au moyen des formules. Si l'on désigne par A, B, C les quantités de radium A, B ou C, on a :

$$\left.\begin{aligned} A &= q\,.\,e^{-\lambda_1 t}\,.\,(1 - e^{-\lambda_1\theta}),\\ B &= q\left[\frac{\lambda_2}{\lambda_2-\lambda_1}\cdot e^{-\lambda_1 t}\,.\,(1-e^{-\lambda_1\theta}) + \frac{\lambda_1}{\lambda_1-\lambda_2}\cdot e^{-\lambda_2 t}\,.\,(1-e^{-\lambda_2\theta})\right]\\ C &= q\left[\frac{\lambda_2\lambda_3}{(\lambda_1-\lambda_2)(\lambda_1-\lambda_3)}\cdot e^{-\lambda_1 t}\,.\,(1-e^{-\lambda_1\theta}) + \frac{\lambda_3\lambda_1}{(\lambda_2-\lambda_3)(\lambda_2-\lambda_1)}\cdot e^{-\lambda_2 t}\,.\,(1-e^{-\lambda_2\theta}),\right.\\ &\quad\left. + \frac{\lambda_1\lambda_2}{(\lambda_3-\lambda_1)(\lambda_3-\lambda_2)}\cdot e^{-\lambda_3 t}\,.\,(1-e^{-\lambda_3\theta})\right]. \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

L'ionisation est donnée par la formule

$$J = k_1 A + k_2 B + k_3 C, \qquad (2)$$

λ_1, λ_2 et λ_3 étant les constantes de radioactivité, q le nombre d'atomes de chaque élément radioactif qui se décomposent : pour l'état d'équilibre radioactif, on doit avoir $A = B = C = q$; k_1, k_2 et k_3 sont des facteurs de proportionnalité par lesquels on doit multiplier l'intensité du phénomène radioactif (c'est-à-dire le nombre d'atomes qui se décomposent) pour obtenir l'action radioactive (ionisation dans le récipient). Les grandeurs k sont des fonctions de l'épaisseur du filtre et se composent de plusieurs termes additifs quand, dans un phénomène radioactif, des rayons de différentes sortes sont émis. Comme il ne s'agit que de valeurs relatives, on peut donner une valeur arbitraire à q et à l'une des grandeurs k.

Pour trouver les valeurs numériques des équations (1), il suffit de connaître les trois constantes λ. Pour les demi-durées T qui sont étroitement liées avec les constants λ, Bronson a trouvé les valeurs suivantes :

$$T_1 = 3{,}0'; \quad T_2 = 26'; \quad T_3 = 19'.$$

De son côté, v. Lerch a trouvé :

$$T_2 = 26{,}7'; \quad T_3 = 19{,}5'.$$

D'après les observations de l'auteur, les chiffres de v. Lerch s'écartent au plus de $\pm 0{,}2'$ de la valeur vraie. Pour T_1, l'auteur a trouvé la valeur $3{,}0'$ de Bronson, et estime qu'elle présente une erreur maxima de $\pm 0{,}1'$. Dans ses calculs, l'auteur prend donc les valeurs :

La relation entre les grandeurs A, B, C de l'équation (1) avec le temps d'observation t est indiquée par le tableau II.

$$\left.\begin{array}{ll} T_1 = 3{,}0'; & \lambda_1 = 3{,}85 \,.\, 10^{-3}\,\text{sec}^{-1}; \\ T_2 = 26{,}7'; & \lambda_2 = 4{,}33 \,.\, 10^{-4}\,\text{sec}^{-1}; \\ T_3 = 19{,}5'; & \lambda_3 = 5{,}93 \,.\, 10^{-4}\,\text{sec}^{-1}. \end{array}\right\} \quad (3)$$

TABLEAU II

t	A	B	C	B/C
0′	1 000	1 000	1 000	1,000
30	1	517	819	0,633
60		238	503	0,473
90		109	273	0,400
120		50,0	141,1	0,354
150		23,0	70,0	0,329
180		10,5	33,7	0,312
210		4,83	16,1	0,300
240		2,22	7,63	0,291
∞				0,269

On voit que le radium A tombe à 1 °/₀₀ en 30′ et qu'il n'y a plus lieu de considérer dans la suite, dans l'ionisation totale, l'ionisation relative à cet élément. Donc, en laissant écouler une demi-heure après l'activation, on n'a affaire qu'à des rayons provenant du radium B et du radium C et

TABLEAU III

Ra A + Ra B + Ra C.

FILTRE	d en mm.	J	k′	J_B	J_C	$(J_C)_\alpha$	k″	J_A
feuilles.								
0	**0**	**10000**	8	1 200	9 640	9 570	6	7 250
1	0,0036	9 000				8 700		
2	0,0072	8 000				7 700		
3	0,0110	6 800	12	550	6 600	6 650	4,5	2 470
4	0,0146	5 380				5 250		
5	0,018	4 000				4 000		
6	0,022	3 000	15	196	2 960	2 850	3	600
7	0,026	2 180				2 000		
8	0,029	1 390	10	135	1 350	1 350	0,46	62
9	**0,033**	**912**	10	88,5	885	820	0	
10	0,036	430	4,0	100	400	360	0	
11	0,040	220	2,5	78,6	194	130	0	
12	0,044	129	1,25	83,2	104	40	0	
14	**0,051**	**83,8**	0,80	76	60,8	0	0	
18	0,066	68,2						
22	0,080	64,0						

l'on peut d'abord limiter les mesures aux grandeurs k_2 et k_3 de l'équation (2). Il reste une difficulté, c'est que le quotient B/C ne se rapproche d'une valeur limite constante 0,269 qu'au bout d'un temps considérable : or, on ne peut plus attendre plus de 4 heures après l'activation, car sans cela l'activité serait tombée à une valeur trop faible.

TABLEAU IV

Ra B + Ra C.

FILTRE	d en mm.	J	k′	J_B	J_C	$(J_C)_\beta$	$(J)_\gamma$
14 f. ([1])	**0,051**	**83,8**	0,8	76,0	60,8	60,1	0,67
	0,095	62					
1 t. ([1]).	**0,099**	**60,8**	1,15	41,9	48,3	47,6	»
	0,103	59,6					
1 t. et 14 f.	0,153	47,6					
2 t. .	0,198	41,1	2	17,9	35,7	35,0	»
2 t. et 14 f.	0,248	35,2					
3 t. .	0,293	31,3	3	9,5	27,6	26,9	»
3 t et 14 f.	0,343	26,8					
4 t. .	0,388	23,2	4	5,4	21,6	20,9	»
1 t. .	**0,515**	**18,2**	6	2,9	17,4	16,7	»
2 t. .	0,610	15,7	8	1,9	15,0	14,4	»
3 t. .	0,705	12,8	10	1,2	12,6	11,9	»
4 t. .	0,800	10,7	13	0,79	10,5	9,8	»
2 t. .	**1,022**	**7,43**	10	0,72	7,21	6,55	»
4 t. .	1,21	6,0	10	0,58	5,8	5,1	»
3 t. .	1,53	4,0	10	0,39	3,9	3,2	»
5 t. .	1,72	3,15					
4 t. .	**2,035**	**2,45**	10	0,24	2,38	1,74	»
5 t. .	2,542	1,66				0,93	»
6 t. .	3,05	1,18				0,48	»
6 t. .	3,55	0,908				0,24	»
7 t. .	4,06	0,805				0,14	»
9 t. .	6,08	0,680				0,015	»
	8			(?)	(?)	»	»
	9					»	»
4-10 t.	10	0,665				»	»
	11					»	»
	12					»	»
	13					»	»

([1]) f = feuille ; t = tôle.

Le tableau III donne les résultats de mesure relatifs aux radiums A, B et C ; le tableau IV indique les valeurs trouvées pour les radiums B et C seulement.

B. L.

(A suivre.)



Sur la désintégration atomique produite par les rayons ultraviolets. — **W. Ramsay et J.-F. Spencer.** — *The Electrician*, 21 décembre 1906.

Les auteurs se sont proposés de répéter certaines expériences de Le Bon dans lesquelles des rayons ultraviolets tombant sur des surfaces métalliques portées à un potentiel élevé ont amené la disparition de la charge de ces surfaces. Cet expérimentateur a trouvé aussi que, quand des rayons ultraviolets tombent sur une plaque métallique placée au-dessus d'un électroscope positivement chargé et faisant un angle de 45° avec l'horizontale, ces rayons produisaient une décharge de l'électroscope, même si celui-ci était couvert d'un écran en aluminium. Un électroscope chargé négativement était déchargé beaucoup plus lentement.

Dans les premières expériences des auteurs, un arc au fer servait de source de rayons ultraviolets ; plus tard, ils ont employé une lampe à mercure de Cooper Hewitt. Un électroscope de faible capacité était employé comme appareil de mesure dans toutes les expériences. Il consistait en une plaque de laiton très mince X (fig. 1) reliée à une tige de faible diamètre portant la borne C de l'électroscope. La feuille employée était en aluminium : elle était placée dans une boîte métallique avec des ouvertures en mica : la tige était isolée par un bouchon de coupe S entouré d'un anneau de garde G. La position de la feuille était lue au moyen d'un microscope portant une échelle dans l'oculaire. Avant l'emploi, on calibrait l'électroscope pour des charges négatives et pour des charges positives, au moyen d'une batterie de petits éléments. Les métaux étudiés étaient utilisés sous forme de plaques de $60 \times 90 \times 5$ millimètres. On trouva que, quand une plaque était placée de façon à réfléchir les rayons sur le disque C de l'électroscope, celui-ci était déchargé quelle que fût la nature de sa charge. Le disque plat C était couvert par une boîte en aluminium reliée à la terre, ouverte à sa partie supérieure que l'on pouvait couvrir avec un corps quelconque. L'électroscope, chargé positivement ou négativement, était déchargé quand l'ouverture de la boîte était couverte soit avec une seule feuille d'or, soit avec deux feuilles d'or, soit avec une feuille d'argent de 0,00021 millimètres d'épaisseur. Les rayons produits de cette façon étaient déviés par un champ magnétique.

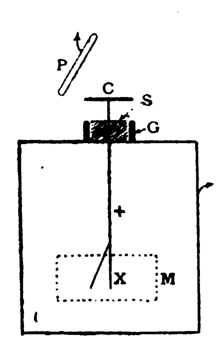


Fig. 1.

Quand les plaques étaient placées sur l'électroscope, ce dernier était déchargé, que sa charge fût positive ou négative : une charge négative était toutefois beaucoup plus rapidement dissipée qu'une charge positive, et les deux décharges étaient beaucoup plus rapides que dans le cas représenté par la figure. Quelques expériences furent faites par cette méthode avec des plaques recouvertes de sulfures de métaux, et l'on trouva généralement que la décharge due au sulfure était plus rapide que celle due au métal lui-même.

La lampe au mercure donna des résultats beaucoup plus uniformes que l'arc au fer, mais la quantité de lumière ultraviolette était un peu faible et les décharges pouvaient seulement être obtenues pour des charges positives de l'électroscope, dans la disposition représentée, et pour des charges négatives dans la méthode de contact direct sans écran. Du cuivre amalgamé fut employé comme plaque étalon, et toutes les périodes de décharge, c'est-à-dire les intervalles de temps correspondant à 10 divisions de l'échelle, furent comparées à celles de la plaque étalon. Dans toutes les expériences, le potentiel initial de l'électroscope était de 800 volts, et le potentiel final était de 680 volts. La période ordinaire de décharge de l'amalgame de cuivre était d'une demi-minute.

Deux séries de mesures furent effectuées. La série A fut faite avec la méthode du contact direct ; la série B fut faite avec la méthode de réflexion. Le tableau I indique les périodes relatives de décharge dans deux séries de quelques-uns des métaux étudiés.

Les auteurs font remarquer l'activité de déchargement parallèle à la tension électropositive d'un élément, et ils rapprochent ce fait avec le fait signalé par Thomson que le sodium émet des électrons déviables, même dans l'obscurité. Suivant toute probabilité, la lumière ultraviolette agit comme détonateur, ainsi que l'a suggéré Thomson, et augmente considérablement la vitesse de désintégration qui, normalement, est trop faible pour pouvoir être décelée. Les rayons ultraviolets accéléreraient donc la

***

décomposition des atomes. Cette idée semble confirmée par des expériences de Strutt sur la radio activité des corps ordinaires. Les raisons de la différence des vitesses de décharge peuvent peut-être être expliquées par l'hypothèse qu'un élément métallique est composé d'un ion avec un ou plusieurs électrons. L'action qui prend place sous l'influence de lumière ultraviolette peut être conventionnellement représentée par l'équation :

$$\text{élément} = \text{ion} + n \text{ électrons.}$$

ÉLÉMENT	PÉRIODE RELATIVE DE DÉCHARGE — Série A. Électroscope chargé négativement.	Série B. Électroscope chargé positivement.	ÉLÉMENT	PÉRIODE RELATIVE DE DÉCHARGE — Série A. Électroscope chargé négativement.	Série B. Électroscope chargé positivement.
Magnésium	1,5	1,4	Palladium.	127,8	394,0
Aluminium.	1,2	1,8	Fer(électrolytique).	421,0	446,0
Zinc. . .	2,4	2,1	Tantale. .	288,0	639,0
Cadmium.	13,3	8,1	Platine. .	135,0	670,0
Étain. . .	12,8	11,9	Iridium. .	680,0	896,0
Plomb. .	14,6	29,6	Fer(fonte).	1 018,0	2 251,0
Antimoine,	21,8	31,8	Mercure. .	216,0	La plupart de ces éléments donnent des valeurs trop faibles.
Bismuth. .	31,2	37,4	Tellure. .	1 450,0	
Or. . . .	45,7	73,9	Manganèse.	1 783,0	
Cobalt. .	81,4	103,0	Chrome. .	2 920,0	
Nickel. .	64,2	127,0	Charbon. .	3 560,0	
Cuivre. .	76,6	172,0	Sélénium.	7 540,0	
Argent. .	108,0	217,0			
Cobalt. .	121,0	218,0			

Cette action doit se produire avec une vitesse parfaitement définie si toutes les autres conditions restent constantes. Supposez un tel élément chargé à un potentiel donné, ou, en d'autres mots, un grand nombre d'électrons distribués sur sa surface ; un élément dans les conditions normales est capable de retenir un certain nombre d'électrons, mais si l'on en ajoute beaucoup d'autres, il les retiendra évidemment avec peu de force ; par suite, quand un détonateur tel que des rayons ultraviolets agira sur lui, il laissera échapper un beaucoup plus grand nombre d'électrons que quand la plaque n'est pas chargée. Dans le cas de sulfures et d'iodures, les vitesses de décharge forment une série dont l'ordre est opposé à celui des électropotentiels des métaux, sauf pour l'antimoine et pour l'étain.

Dans quelques métaux et en particulier dans l'aluminium et le magnésium, on peut observer des interruptions dans la vitesse d'expulsion des électrons. Les auteurs relient ces interruptions avec les valeurs successives. La superficie d'une surface métallique et l'hypothèse d'un état passif montrent que les couches superficielles ont été désintégrées et doivent être renouvelées par une lente diffusion, ou par un polissage pour que les propriétés initiales reparaissent.

En résumé, les auteurs pensent que la vitesse de désintégration atomique est accélérée par les rayons ultraviolets et les chiffres qu'ils ont obtenus donnent une idée des vitesses comparatives de la désintégration naturelle des éléments.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

La chute de tension des alternateurs triphasés *(suite)* (1). — **H.-M. Hobart et F. Punga.** — *Elektrische Bahnen*, 4 et 11 décembre 1906.

Jusqu'ici, on a considéré une machine à une seule bobine par paire de pôles (de $2n$ tours). Dans le cas général, il y a plusieurs phases et plus d'une encoche par pôle et par phase. Les formules qui précèdent ne contenant que des valeurs moyennes, on peut les appliquer à chaque bobine et additionner simplement tous les résultats. Il faut déterminer si l'angle φ' a la même valeur pour toutes les bobines ; φ' représente la distance entre le milieu du pôle et le point où un conducteur est parcouru par le courant maximum, en supposant que la distance soit comptée en degrés électriques. Tous les conducteurs d'une même phase étant parcourus simultanément par le courant maximum, la valeur de φ' doit évidemment avoir des valeurs différentes pour les bobines d'une même phase appartenant à un même pôle. Si, par exemple, il y a trois encoches par pôle et par phase et si la distance entre deux bobines voisines de la même phase est ε, il faut introduire dans la formule précédente φ' pour la bobine moyenne, et $\varphi' + \varepsilon$ ou $\varphi' - \varepsilon$ pour les bobines extrêmes. Le sinus et

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 12 janvier 1907, p. 59.



le cosinus de cet angle intervenant seuls, on a alors à déterminer ou bien

$$\sin(\varphi' - \varepsilon) + \sin\varphi' + \sin(\varphi' + \varepsilon)$$

ou bien $\cos(\varphi' - \varepsilon) + \cos\varphi' + \cos(\varphi' + \varepsilon)$.

Ces sommes se rencontrent très souvent dans la technique des courants alternatifs ; on a introduit pour cette raison l'expression de facteur d'enroulement f_w qui indique de combien la somme est plus petite que si toutes les bobines étaient concentrées en un point. Le tableau I donne les valeurs du facteur f_w en fonction de la largeur maxima d'un groupe de bobines.

TABLEAU I

Valeurs du facteur d'enroulement.

°/o DE L'ARC COUVERT PAR UN COTÉ DE BOBINE	FACTEUR D'ENROULEMENT f_w
20	0,99
40	0,94
60	0,86
80	0,76
100	0,64

Si par exemple on a un enroulement triphasé avec trois encoches par pôle et par phase, il suffit de supposer cet enroulement concentré dans l'espace correspondant à une phase : cet enroulement équivalant au tiers (33 °/o) du pas polaire, on a pour f_w la valeur 0,95 ; pour un enroulement diphasé uniformément réparti, on a $f_w = 0{,}9$; pour un enroulement monophasé occupant les 2/3 de l'espace total, on a $f_w = 0{,}84$.

Dans les machines polyphasées, φ' a évidemment la même valeur pour chaque phase ; il suffit donc de multiplier par le nombre de phases pour avoir le même résultat total.

Si maintenant on introduit ni d'une façon toute générale comme représentant les ampère-tours efficaces de toutes les phases de l'induit par pôle, le résultat final peut être résumé dans les deux formules suivantes :

$$\text{contre-ampère-tours} = f_w (ni) \sin\varphi'$$

$$\beta = \frac{q f_w (ni) \cos\varphi'}{A_1} 90^\circ,$$

g et q étant représentés sur la figure 6 en fonction du rapport *arc polaire/pas polaire*.

Le calcul des ampère-tours inducteurs à pleine charge est effectué de la façon suivante :

D'après les dimensions des encoches et les dimensions des têtes de bobines, on calcule les lignes de force qui suivent le chemin I (fig. 1). La figure 2 donne alors la tension intérieure et l'angle α. Pour calculer les ampère-tours transversaux et le déplacement du centre de gravité des lignes de force, il suffit de prendre à l'estime l'angle φ' dans la formule

$$\beta = \frac{q f_w (ni) \cos\varphi'}{A_1} 90^\circ.$$

Avec la valeur de β ainsi calculée, on obtient

$$\varphi' = \varphi + \alpha + \beta,$$

et l'on détermine exactement les contre-ampère-tours par la formule

$$\text{contre-ampère-tours} = g f_w (ni) \sin\varphi'.$$

Pour la tension intérieure, on calcule les ampère-tours inducteurs en tenant compte de l'augmentation de la dispersion et on leur ajoute les contre-ampère-tours.

Les auteurs discutent la théorie qui précède et examinent les hypothèses et les inexactitudes qu'elle présente encore.

1° La forme du courant et de la tension a été supposée sinusoïdale. La théorie pourrait être appliquée à toute autre forme de courbe mais les résultats finaux seraient plus compliqués;

2° On n'a envisagé que les valeurs moyennes de la réaction d'induit. En réalité la réaction d'induit n'est pas constante, mais elle oscille plus ou moins suivant le nombre de phases. Dans un générateur polyphasé, ces oscillations sont si faibles qu'elles n'ont pas d'influence sur la grandeur de la chute de tension. Dans un générateur monophasé, la valeur moyenne ne suffit pas pour un calcul exact, particulièrement lorsque le trajet des lignes de force comprend un circuit magnétique en tôle. Avec des masses polaires et des pôles massifs, ces oscillations de la réaction d'induit induisent dans le fer des courants de Foucault dont la pulsation est deux fois plus grande que celle du générateur, et sont amorties de ce fait.

3° Une comparaison avec des résultats expérimentaux donne une bonne concordance pour $\cos\varphi = 1$. Pour $\cos\varphi = 0$, les valeurs calculées pour la chute de tension sont un peu plus grandes que les valeurs observées, et toujours quand la saturation des dents est assez élevée. Les au-

teurs ont admis comme explication que le flux qui suit le chemin I est un peu diminué à cause de la réluctance plus élevée qu'il rencontre sur son trajet. Pour cos $\varphi = 0{,}8$, il est inutile de tenir compte de cette influence de la saturation des dents.

Considérations générales sur les différentes théories.

Il est très intéressant de jeter un coup d'œil sur les différentes théories de la chute de tension. En général, on désigne la méthode de Rothert (Arnold, Niethammer) sous le nom de théorie des ampère-tours, la méthode de Behn Eschenburg sous le nom de théorie de la self-induction, la méthode de Potier (Behrend, Fischer-Hinnen, Kapp) comme la combinaison des deux premières théories. Dans ce qui suit, la comparaison est faite sur une toute autre base, et l'on verra que la troisième méthode a un rapport avec la première, mais n'a aucun rapport avec la deuxième.

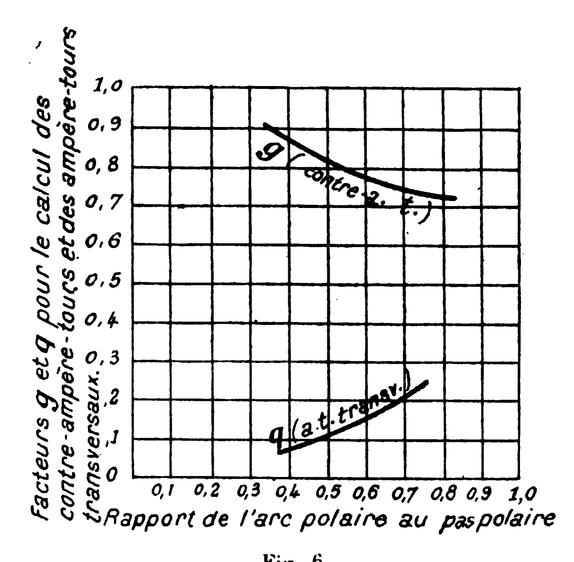


Fig. 6.

Pour ne pas compliquer trop les conditions, on négligera l'influence de la réaction d'induit sur la dispersion des inducteurs dont il est tenu compte dans certaines théories et pas dans d'autres.

1° *Méthode de Rothert (Arnold, Niethammer).* — Les lignes de force qui suivent les chemins I et II (fig. 1) sont négligées et l'on ne tient compte que des lignes de force qui suivent le chemin III. Celles-ci sont comptées d'une façon rigoureuse en ampère-tours. La méthode doit en général conduire à des valeurs trop petites de la chute de tension : c'est particulièrement sensible à charge inductive quand la self-induction de l'induit est relativement grande (encoches fermées) et à charge non inductive quand le flux suivant le chemin II a une valeur élevée (très faible entrefer).

2° *Méthode de Behn-Eschenburg.* — Dans cette méthode, on néglige les flux passant par les chemins I et II et l'on évalue le flux passant par le chemin III. Quand on peut négliger la réluctance totale de la portion du circuit magnétique comparé dans le fer, la méthode de Behn-Eschenburg et de Rothert donne le même résultat ; ces résultats sont exacts pour cos $\varphi = 0$ et sont trop faibles pour cos $\varphi = 1$.

Pour montrer comment la saturation du fer est envisagée dans les deux théories pour cos $\varphi = 0$, les auteurs considèrent (fig. 7) un circuit magnétique subdivisé de telle manière que des courants de Foucault ne puissent pas y prendre naissance. Sur la moitié supérieure du circuit magnétique est disposée une bobine A ; sur la moitié inférieure est placée une bobine A'. Les deux moitiés sont séparées par deux entrefers.

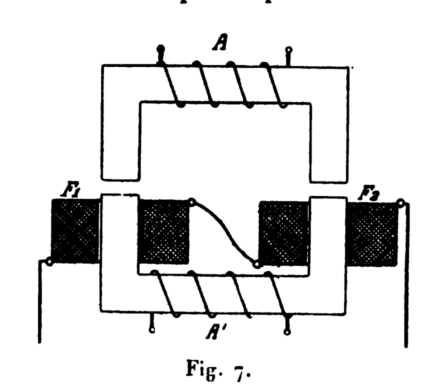


Fig. 7.

La première expérience consiste à envoyer dans la bobine A' un courant alternatif J ; soit e_1 la différence de potentiel aux bornes de la bobine A.

Pour la deuxième expérience on ajoute sur la moitié inférieure les bobines F_1 et F_2 parcourues par un courant continu i. On envoie de nouveau dans la bobine A' un courant alternatif J et on mesure la différence de potentiel e_2 aux bornes de l'enroulement A.

Dans la première expérience, le fer était peu

saturé, parce que les ampère-tours alternatifs de la bobine A′ avaient une valeur peu élevée ; dans la deuxième expérience, le fer était très saturé et, par suite, la réluctance magnétique était grande. Dans une troisième expérience, on ne fait passer aucun courant dans les bobines F_1 et F_2, mais on diminue la section du fer jusqu'à ce que la réluctance soit la même, lors de l'aimantation par les ampère-tours alternatifs A′, que dans l'expérience 2. On mesure la différence de potentiel e_3 aux bornes de la bobine A.

Les tensions e_1, e_2 et e_3 peuvent être comparées avec la chute de tension d'un alternateur triphasé pour $\cos\varphi = 0$.

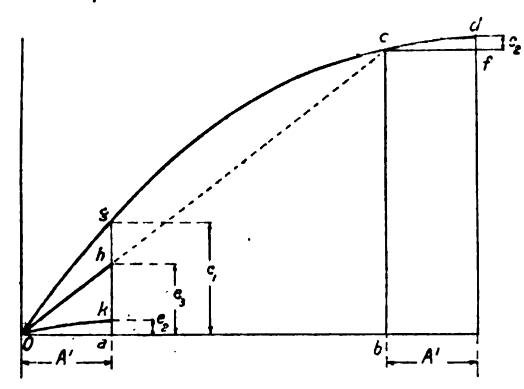


Fig. 8.

La figure 8 représente une caractéristique à vide. Pour obtenir le courant de pleine charge au court-circuit, il faut $Oa = A'$ ampère-tours sur l'inducteur. A vide, ces ampère-tours produisent une tension $ag = e_1$ volt (expérience 1). Si le générateur travaille au point c de la caractéristique à vide, Ob représentant les ampère-tours dans les bobines F_1 et F_2 (fig. 7), A′ ampère-tours inducteurs supplémentaires augmentent la tension de $fd = e_2$ volts. Mais s'il y avait Oa ampère-tours inducteurs, et si l'on suppose la réluctance magnétique dans ce cas aussi grande qu'au point e de la courbe à vide, A′ ampère-tours doivent évidemment produire la tension $ah = e_3$. On voit que e_2 est la tension qu'emploie Rothert, et e_3 la tension qu'emploie Behn Eschemburg. On obtient la relation :

$$\frac{e_1}{e_3} = \frac{\text{ampère-tours (pour l'air et le fer)}}{\text{ampère-tours pour l'air}} \text{ (Behn-Eschenburg)}$$

$$\frac{e_1}{e_3} = \frac{d\,\text{(ampère-tours pour l'air et le fer)}}{d\,\text{(ampère-tours pour l'air)}} \text{ (Rothert).}$$

La théorie de Rothert emploie donc la différentielle, et celle de Behn Eschenburg le rapport simple (on admet seulement pour cela de faibles valeurs de A′).

Si l'on trace sur la figure 8 la droite Ok parallèle à la tangente en c, on peut déterminer toutes les tensions e_1, e_2 et e_3 dans le triangle Oag ; $ag = e_1$; $ak = e_2$ (approximativement) ; $ah = e_3$.

Les deux méthodes ne tiennent compte que du flux qui suit le chemin III (fig. 1). Le flux qui suit le chemin I est envisagé aussi en partie, en tant qu'il est contenu, au court-circuit, dans les ampère-tours-inducteurs mesurés, mais il est traité de la même manière que le flux qui suit le chemin III. Les deux méthodes sont rigoureuses pour $\cos\varphi = 0$ et pour de faibles saturations du fer. Pour des saturations élevées, la méthode de Rothert traite d'une façon rigoureuse le flux qui suit le chemin III, mais, comme elle traite de la même manière le flux qui suit le chemin I, elle doit toujours donner des valeurs trop faibles pour la chute de tension. La méthode de Behn-Eschenburg repose sur l'évaluation du flux qui suit le chemin III, et, quoiqu'elle ne tienne pas suffisamment compte des flux suivant les chemins I et II, elle donne en général des valeurs beaucoup trop fortes de la chute de tension. Particulièrement pour des saturations très élevées des pôles, comme celles que l'on a tendance à employer actuellement, la théorie de Behn-Eschenburg est inapplicable.

(A suivre.) R. V.

Réaction d'induit dans les générateurs monophasés *(fin)*. — **J. K. Sumec.** — *Elektrotechnick und Maschinenbau*, 9 décembre 1906.

Bobine de self-induction dans le circuit d'excitation.

Court-circuit. — En intercalant dans le circuit d'excitation une bobine de self-induction suffisamment forte, on peut annuler pratiquement le courant de fréquence double $J_{2\nu}$: toutes les fréquences supérieures disparaissent alors, et, au court-circuit, en négligeant la chute ohmique de tension, on a

$$L_r J_\nu + M J_0 = 0 ;$$

la valeur maxima du courant rotorique sinusoïdal est alors :

$$J_\nu = (M/L_r)\, J_0. \qquad (8)$$

Le diagramme vectoriel de la figure 1 qui se rapporte aux valeurs dans le temps n'indique que très peu de choses sur les phénomènes en jeu dans la machine : on obtient une bien meilleure réprésentation avec le diagramme dans l'espace de la figure 2. Dans celui-ci, on a, *en grandeur et en direction* : AB force magnétomotrice, fixe dans l'espace et constante dans le temps, du courant excitateur J_0 ; BC force magnétomotrice de la valeur instantanée du courant rotorique J_v^{ins} et AC champ résultant, existant réellement dans le rotor. Puisque l'on a $J_v^{ins} = J_v \cos \omega t$, c'est-à-dire $BC = BA \cos \omega t$, l'extrémité C du vecteur de courant se déplace sur une circonférence décrite sur BA comme diamètre, et AC est toujours perpendiculaire à BC, c'est-à-dire que le champ résultant est perpendiculaire à l'axe de l'enroulement en court-circuit, de sorte qu'aucune ligne de force ne traverse l'enroulement lui-même, et qu'aucune f. é. m. ne peut être induite dans celui-ci.

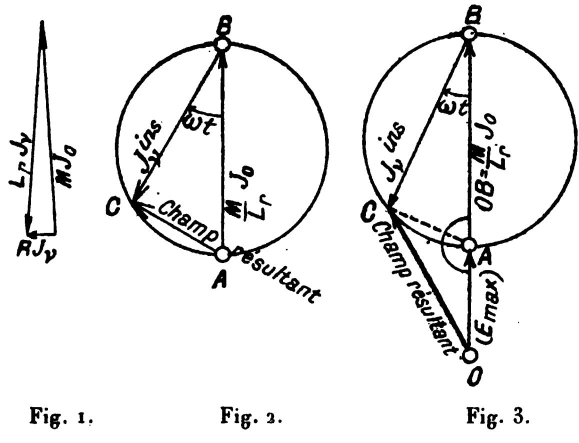


Fig. 1. Fig. 2. Fig. 3.

Comme on le voit, le champ résultant représente vis-à-vis du rotor (induit) un champ alternatif simple fixe de valeur maxima AB : les pertes dans le fer de l'induit (en supposant que l'hystérésis tournante et l'hystérésis alternative soient égales) ainsi que la tension induite dans une phase de l'induit perpendiculaire à l'enroulement en court-circuit (cette phase peut éventuellement exister) ont la même valeur qu'à vide avec la même excitation [1].

Chute de tension en charge. — S'il doitse produire une différence de potentiel entre les bornes de l'enroulement primitivement court-circuité, celui-ci doit être traversé par un flux, et le champ résultant ne peut plus rester perpendiculaire à son axe. La direction de ce champ est déterminée par la nature de la charge. La valeur maxima du flux embrassé est déphasée de 1/4 de période sur la valeur maxima de la f. é. m. induite : elle doit donc être déphasée par rapport à la valeur maxima BA du courant de 1/2 période pour une charge inductive, de 1/4 de période pour une charge ohmique, et de $90° + \varphi$ pour une charge mixte.

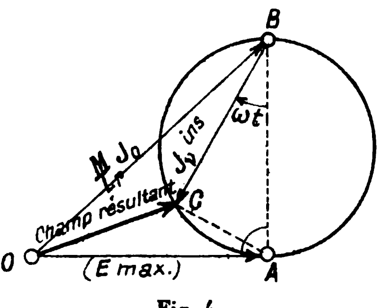


Fig. 4.

Ces trois cas sont représentés par les figures 3, 4, 5. OB est la force magnétomotrice du courant d'excitation ; OC le champ résultant. On peut se représenter celui-ci comme formé des composantes OA et AC : AC est le champ alternatif connu perpendiculaire à l'axe de l'enroulement rotorique considéré. OA est le nouveau champ, fixe par rapport au stator, et qui induit la tension nécessaire. Pour construire le diagramme correspondant à une charge donnée, on porte à partir de A, avec l'angle $(90° + \varphi)$, le vecteur AO correspondant à la tension nécessaire. Le flux instantané pénétrant dans l'enroulement du rotor est

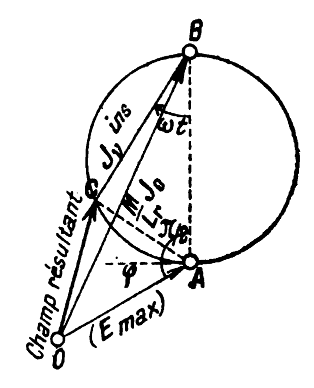


Fig. 5.

$$OC \cos (OC, BC) = OA \cos (OA, BC).$$

La relation entre le courant et la tension pour une excitation constante et un déphasage constant est facile à trouver d'après les figures 3, 4 et 5. OA représente la valeur maxima de la tension ; BA est celle du courant ; si OB et l'angle OAB restent constants, le point A, dont la dis-

(1) En réalité, on mesure toujours une tension un peu plus faible, à cause des courants de Foucault dans les masses polaires.

tance à O donne la valeur de la tension et la distance à B la valeur du courant, se meut sur la droite BO (fig. 3), sur le demi-cercle décrit sur BO comme diamètre (fig. 4), ou bien sur un arc de cercle décrit sur BO comme corde (fig. 5.)

3° *Amortissement au moyen de courts-circuits sur le stator (amortisseurs, pôles massifs).* — Ce cas peut être réalisé dans la machine expérimentale (moteur triphasé normal) par la mise en court-circuit de la troisième phase qui ne sert pas à l'excitation : celle-ci est perpendiculaire (électriquement) aux deux autres phases d'excitation reliées en série. En pratique, les machines munies d'amortisseurs se trouvent dans ce cas ; il en est de même, quoique à un moindre degré, des machines munies de pôles massifs.

Court-circuit. — On suppose encore le courant rotorique sinusoïdal décomposé en deux composantes tournant en sens contraire ($BC = BO_c + O_cC$ dans le diagramme dans l'espace de la figure 6) : par rapport au stator, la composante BO_c qui tourne vers la gauche est fixe ; la composante qui tourne vers la droite a la fréquence 2ν et induit deux courants de fréquence 2ν dans les deux enroulements court-circuités x et y du stator perpendiculaires l'un à l'autre (dont l'un se confond avec l'enroulement d'excitation dans la machine d'essais) ; ces courants ont pour valeurs :

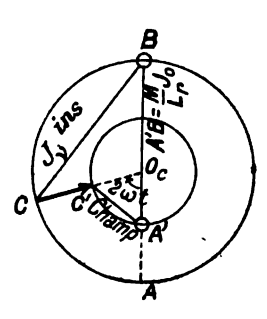


Fig. 6.

$$J_{2\nu,x} = -\frac{M_x}{L_x}\cdot\frac{J_\nu}{2}$$

$$J_{2\nu,y} = -\frac{M_y}{L_y}\cdot\frac{J_\nu}{2}.$$

Les derniers tournent, relativement au rotor, avec une vitesse triple de la vitesse de rotation et induisent dans l'enroulement rotorique un courant de fréquence triple. Mais ce courant ne correspondant qu'à l'action différentielle des deux courants précédents, c'est-à-dire à :

$$M_x\frac{J_{2\nu,x}}{2} - M_y\frac{J_{2\nu,y}}{2} = -\frac{1}{4}\left(\frac{M_x^2}{L_x} - \frac{M_y^2}{L_y}\right)J_\nu,$$

on peut le négliger sans commettre de grosse erreur.

Si l'on se représente à nouveau les courants comme décomposés en deux composantes tournant en sens inverse, les deux composantes qui tournent vers la droite (en avant) s'ajoutent, tandis que les deux qui tournent vers la gauche (en arrière) se retranchent.

Les premières ont la fréquence ν par rapport au rotor et agissent avec le courant d'excitation J_0 sur le courant rotorique J_ν d'après l'équation :

$$MJ_0 + L_rJ_\nu + M_x\frac{J_{2\nu,x}}{2} + M_y\frac{J_{2\nu,y}}{2}$$

$$= MJ_0 + L_rJ_\nu\left[1 - \frac{1}{4}\left(\frac{M_x^2}{L_rL_x} + \frac{M_y^2}{L_rL_y}\right)\right] = 0. \quad (9)$$

Cette équation ne donne pas plus que l'équation (8) et la figure 2, une idée de ce qui se passe dans l'espace : il faut encore, comme sur la figure 3, tracer le diagramme dans l'espace de la figure 6. Dans celui-ci, $A'B = (M/L_r)J_0$ représente le courant d'excitation (réduit) ; $BC = J^{\nu ins}$ représente le courant induit instantané, et

$$CC' = \frac{M_x}{L_r}\frac{J_{2\nu,x}}{2} + \frac{M_y}{L_r}\frac{J_{2\nu,y}}{2} = \left(\frac{M_x^2}{L_rL_x} + \frac{M_y^2}{L_rL_y}\right)\frac{J_\nu}{4}$$

représente les courants amortisseurs : ceux-ci sont opposés à la composante O_cC du courant induit qui les produit, si l'on néglige les résistances ohmiques, et ils neutralisent plus ou moins complètement cette composante. Le flux résultant $A'C' = A'B + BC + CC'$ est encore, comme dans la figure 3, perpendiculaire à l'enroulement induit court-circuité, et il n'engendre dans celui-ci aucune force électromotrice. La valeur maxima du courant de court-circuit est :

$$J_\nu = BA = BA' + AA' = \frac{M}{L_r}J_0 + \left(\frac{M_x^2}{L_rL_x} + \frac{M_y^2}{L_rL_y}\right)\frac{J}{4},$$

$$J_\nu = \frac{M}{L_r}J_0 \left[1 - \frac{1}{4}\left(\frac{M_x^2}{L_rL_x} + \frac{M_y^2}{L_rL_y}\right)\right]. \quad (10)$$

S'il n'existait pas de dispersion entre l'enroulement induit et l'enroulement amortisseur, on aurait :

$$\frac{M_x^2}{L_rL_x} = 1; \qquad \frac{M_y^2}{L_rL_y} = 1$$

$$J_\nu = 2(M/L_r)J_0. \quad (10_a)$$

le courant de court-circuit serait donc deux fois plus grand que quand il n'y a pas d'amortissement (équation 8). Le petit cercle C' se réduirait à un simple point : le flux résultant serait nul (au court-circuit).

Chute de tension en charge. — Pour l'étude de

la tension en charge, on établit des diagrammes tout à fait analogues à ceux des figures 3, 4, 5. La construction de ces diagrammes est la même.

R. V.

***Moteur monophasé système Déri** (fin).* — **K. Schnetzler.** — *Schweizerische Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 et 15 décembre 1906.

Moteur en marche. — Les résultats trouvés pour le rotor immobile s'appliquent aussi au moteur en fonctionnement, car la décomposition de l'enroulement ne dépend que de la position des balais et s'effectue suivant des axes fixes dans l'espace. Quand le moteur tourne, deux nouvelles forces électromotrices dynamiques s'ajoutent aux f. é. m. précédentes E_{it} et E_{iq} engendrées par induction statique.

Tandis que l'induction statique ne peut s'exercer qu'entre des bobines coaxiales, l'action dynamique ne peut se produire qu'entre des bobines et des champs perpendiculaires les uns aux autres. Le flux principal produit alors des f. é. m. en Q et le flux transversal en produit en T lors de la rotation. Les portions fictives de l'enroulement T et Q doivent être considérées comme tournant sans modification de leurs axes.

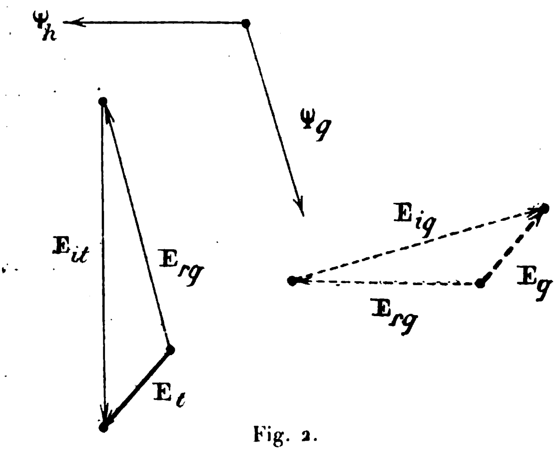


Fig. 2.

L'auteur développe le diagramme du moteur. Il suppose la position du vecteur ψ_q connue par rapport à ψ_h. Pour T la f. é. m. d'induction E_{it} est perpendiculaire au flux principal. Une f. é. m. E_{rq}, engendrée par la rotation dans le flux transversal, se compose avec elle pour donner le vecteur E_t (fig. 2). Dans l'enroulement transversal, la rotation dans le flux principal produit une f. é. m. E_{rt}; le champ transversal induit la f. é. m. E_{iq} déphasée de 90° sur ce flux. La f. é. m. résultante dans l'enroulement transversal

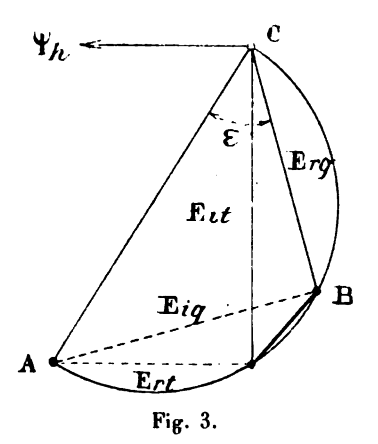


Fig. 3.

est par suite E_q. La phase et la grandeur du champ transversal sont déterminées par le fait que l'on doit avoir $E_q = -E_t$. On peut superposer les diagrammes des deux bobines, de façon que les résultantes coïncident. On obtient alors le diagramme de la figure 3. Comme on le voit, E_{it} est perpendiculaire à E_{rt}, et l'on trouve l'hypoténuse OA. Les grandeurs E_{it} et E_{rt} sont connues, l'une d'après l'équation (1), et l'autre d'après l'équation

$$E_{rt} \equiv \psi_h \cdot n \cdot W_q \cdot f_\alpha . \qquad (3)$$

Sur la droite OA, les deux autres f. é. m. forment aussi un triangle rectangle : E_{iq} est déterminée par l'équation (2) ; E_{rq} est déterminée par l'équation suivante :

$$E_{rq} \equiv \psi_q \cdot n \cdot W_t \cdot f_\alpha . \qquad (4)$$

On en déduit pour l'angle ε (fig. 3) :

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{E_{iq}}{E_{rq}} \equiv \frac{f \cdot W_q}{n \cdot W_t} \cdot f_\alpha .$$

Sur le segment connu OA on peut construire le triangle $E_{iq}E_{rq}$; on en déduit, d'après l'équation (4), le flux ψ_q, puis le courant J_2. Sur le diagramme ψ_q et J_2 sont en phase avec E_{rq}. On voit (équation 3) que la f. é. m. E_{rt} croît avec la vitesse de rotation et fait tourner le vecteur OA.

En même temps la valeur de tg ε diminue, c'est-à-dire que le point B se meut sur le demi-cercle. Par suite, le vecteur du courant rotorique et le déphasage du courant primaire diminuent.

A la vitesse du synchronisme, le vecteur ψ_q est à peu près perpendiculaire à ψ_h ; les deux flux ont même grandeur et leurs axes sont décalés de 90° ; ils forment un champ tournant homo-

gène dont la vitesse est égale à celle du synchronisme. Le synchronisme représente donc un état bien déterminé pour lequel aucune f. é. m. n'est induite dans les bobines court-circuitées par les balais, car elles se meuvent avec une vitesse égale à celle du champ résultant. La région dans laquelle ces moteurs fonctionnent sans étincelles a une valeur déterminée d'avance par rapport au synchronisme, de même que dans le moteur Winter-Eichberg et contrairement à ce qui a lieu dans le moteur série compensé.

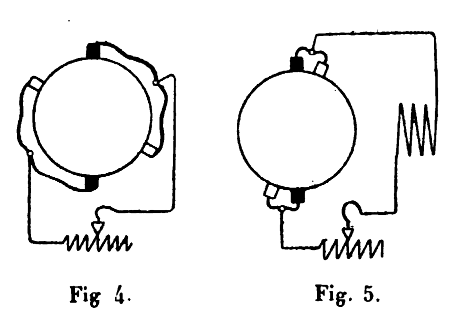


Fig 4. Fig. 5.

Dans certains cas, un mode de réglage utile consiste à intercaler des résistances entre les deux circuits du rotor, comme l'indique la figure 4. Pour réaliser le principe électrique, on peut séparer les balais mobiles des balais fixes et les relier ensemble, l'enroulement statorique étant alimenté par le réseau. Le moteur, fonctionnant alors en moteur à répulsion ordinaire exerce un couple puissant opposé au sens de rotation : ce couple est réglé ou bien au moyen de résistances intercalées entre les balais, ou bien par un décalage des balais en sens inverse du sens de rotation. On peut aussi munir le moteur de connexions telles qu'il fonctionne comme générateur à courant continu en débitant sur des résistances. Les balais mobiles sont alors seuls utilisés ; l'enroulement principal sert pour l'excitation : le réglage du couple est effectué au moyen de résistances ou bien par décalage des balais.

La figure 5 montre une disposition dans laquelle on emploie un enroulement d'excitation auxiliaire perpendiculaire à l'enroulement principal. Les deux groupes de balais servent au passage du courant. Le réglage du couple est effectué comme avec la disposition précédente. Le couple supplémentaire nécessaire aux faibles charges est obtenu facilement en passant des connexions de la figure 5 à celles de la figure 6.

Avec le montage représenté par la figure 4, le moteur peut faire de la récupération quand il est entraîné à une vitesse supérieure à la vitesse à vide. Le moteur ne peut donc pas s'emballer et peut servir utilement à la commande d'ascenseurs.

En ce qui concerne les détails de construction du moteur, l'auteur donne les renseignements suivants : Le stator est en tôles et porte une denture uniforme semblable à celle d'un moteur d'induction. L'enroulement est très simple : il n'y a ni croisements de têtes de bobines, ni autre complication de même genre dans l'enroulement monophasé. L'enroulement rotorique est analogue à un enroulement d'induit à courant continu, sans aucune jonction résistante entre les bobines et les lames du collecteur. La tension au rotor, absolument indépendante de la tension du réseau, dépasse rarement 100 volts à vide et tombe jusqu'à 10 volts en charge : on n'a donc rien à craindre au point de vue de l'isolement.

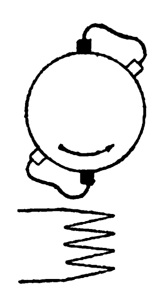


Fig. 6.

On a vu qu'au synchronisme il existe dans le moteur un champ tournant avec lequel tourne le rotor. A cette vitesse, les pertes dans le fer du rotor sont donc à peu près nulles et restent faibles même pour des vitesses sensiblement différentes. Les tôles n'exigent donc que peu de place et permettent une construction légère et une bonne ventilation de la partie tournante. Les porte-balais qui tiennent les balais mobiles sont fixés à une couronne que peut déplacer la manœuvre d'un levier ou d'un volant à main. La jonction entre les deux systèmes de balais est effectuée au moyen de câbles souples, ou parfois au moyen de contacts glissants.

B. L.

Sur la déformation des courbes produites par le fer. — **Bedell et Tuttle.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 18 novembre 1906.

Si l'on fait agir sur une bobine de self-induction à noyau de fer une f. é. m. sinusoïdale E, le flux Φ est également sinusoïdal, mais le courant J est déformé. On peut décomposer la courbe de J en son onde fondamentale J_1 et ses harmoniques J_3, J_5. L'onde fondamentale est déphasée de $90 - \psi$ par rapport à E. L'angle ψ est nommé angle de déphasage dû à l'hystérésis. Le travail de l'hystérésis est égal à $EJ_1 \sin \psi$.

Soit 1 la valeur maxima de l'onde fondamentale, et β la valeur maxima de l'harmonique (exprimée en fraction décimale par rapport à 1. Soit θ le déphasage de l'onde fondamentale par rapport à l'harmonique. Les auteurs supposent différentes valeurs de β et de θ et construisent la courbe d'hystérésis ; ils font donc l'inverse des autres auteurs, qui déterminent la courbe déformée du courant d'après la courbe d'hystérésis. Leur étude est limitée à l'harmonique du 3e ordre.

Les résultats obtenus sont les suivants :

1° Tous les harmoniques du courant d'ordres 3, 5, 7 sont déwattés par rapport à une f. é. m. de la fréquence fondamentale ;

2° La valeur maxima de Φ doit coïncider avec la valeur maxima de J ;

3° Les valeurs de θ comprises entre 180° et 360° ne peuvent exister car, dans ce cas, l'hystérésis fournirait du travail ;

4° Il est impossible que θ ait pour valeur 0° ou 180° car le cycle d'hystérésis aurait une surface nulle ;

5° Il est impossible que θ ait une valeur comprise entre 0° et 30°, car cela correspondrait à une forme de la courbe d'hystérésis, pour laquelle la perméabilité augmenterait avec H après la saturation atteinte ;

6° β a, pour chaque valeur de θ comprise entre 30° et 180°, une valeur critique déterminée. Cette valeur est $\beta = 0{,}333$ pour $\theta = 180°$ et $\beta = 0{,}192$ pour $\theta = 30°$. Pour les valeurs de β supérieures à la valeur critique, la valeur de courant et par suite la courbe H aurait deux maxima par demi-période, tandis que θ n'a qu'une valeur maxima. C'est physiquement impossible ;

7° Il semble que la courbe de courant doive toujours contenir des harmoniques d'ordre cinq, particulièrement pour des valeurs élevées de l'induction. Par suite de la présence simultanée de l'harmonique cinq, la valeur maxima du troisième harmonique peut dépasser la valeur critique indiquée en 6°.

B. L.

***Production d'un déphasage de 90° au moyen de l'induction seule.* — E. Müllendorf.** — *Elektrotechnische Zeitschrift.*

On a souvent besoin, dans les moteurs ou les compteurs à courant alternatif par exemple, de produire entre deux courants dérivés une différence de phase égale à 90° exactement. Cette différence de phase n'est qu'approximativement réalisée par l'emploi d'une self-induction.

L'auteur montre par le calcul que l'on peut, sans employer de capacité, obtenir un déphasage de 90° exactement en utilisant, outre la self-induction des deux dérivations, leur induction mutuelle.

Soient 1 et 2 les deux dérivations, W_1 et W_2 leurs résistances, L_1 et L_2 leurs coefficients de self-induction, L_{12} le coefficient d'induction mutuelle, i_1 et i_2 les valeurs instantanées des intensités de courant. On a la formule :

$$i_1 W_1 + L_1(di_1/dt) + L_{12}(di_1/dt) = i_2 W_2 + L_2(di_2/dt) + L_{12}(di_1/dt).$$

On peut remplacer cette équation par l'équation vectorielle :

$$W_1(J_1, \varphi_1) + \omega L_1\left(J_1, \varphi_1 + \frac{\pi}{2}\right) + \omega L_{12}\left(J_2, \varphi_2 + \frac{\pi}{2}\right) = W_2(J_2, \varphi_2) + \omega L_2\left(J_2, \varphi_2 + \frac{\pi}{2}\right) + \omega L_{12}\left(J_1, \varphi_1 + \frac{\pi}{2}\right).$$

en désignant par J_1 et J_2 les amplitudes des courants dérivés, φ_1 et φ_2 leurs phases, et ω la vitesse angulaire du vecteur. Pour la différence de phase $\varphi_2 - \varphi_1 = \chi$, on a :

$$W_1 J_1 = J_2 \{ W_2 \cos\chi - \omega(L_2 - L_{12}) \sin\chi \}$$

$$\omega(L_1 - L_{12}) J_1 = J_2 \{ W_2 \sin\chi + \omega(L_2 - L_{12}) \cos\chi \}$$

$$\operatorname{tg}\chi = \omega \frac{(L_1 - L_{12})W_2 - (L_2 - L_{12})W_1}{W_1 W_2 + \omega_2 (L_1 - L_{12})(L_2 - L_{12})}$$

La condition pour que l'on ait

$$\chi = \pi/2$$

est donc donnée par l'équation,

$$\omega^2 = \frac{W_1 . W_2}{(L_1 - L_{12})(L_{12} - L_2)}.$$

et cette condition peut toujours être remplie pour une valeur de L_{12} comprise entre L_1 et L_2. On trouve donc deux valeurs utilisables pour L_{12}. Si l'on introduit la fréquence p par la relation

$$\omega = 2\pi p,$$

on obtient pour l'induction mutuelle L_{12} les deux valeurs positives suivantes que l'on peut toujours rendre réelles par un choix convenable des valeurs de L_1, L_2, W_1, W_2.

$$L_{12} = \frac{1}{2}\left(L_1 + L_2 \mp \sqrt{(L_1 - L_2)^2 \frac{W_1 W_2}{\pi^2 p^2}}\right).$$

R. V.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Sur la production d'oscillations non amorties. — **E. Thomson.** — *The Electrician*, 21 décembre 1906.

A la suite de la description du système Poulsen, l'auteur rappelle que la méthode employée dans ce système a été inventée par lui il y a quinze ans et décrite dans le brevet américain 500 630 du 18 juillet 1892. Les points principaux de ce brevet sont les suivants :

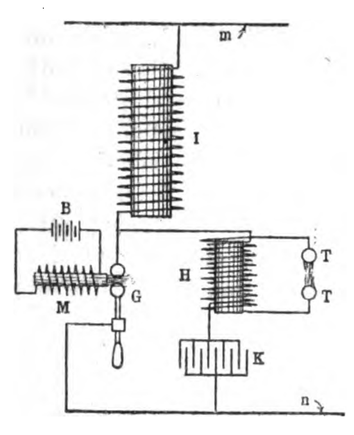


Fig. 1.

Sur une ligne à courant continu à potentiel constant, on branche un éclateur à faible distance explosive, aux bornes duquel est dérivé un circuit contenant un condensateur et une bobine de self-induction ; sur la figure 1, *m* et *n* représentent les deux conducteurs venant de la source de courant continu, à 500 volts par exemple ; G est un éclateur consistant en deux électrodes de laiton ou d'un autre métal, dont l'intervalle explosif peut être réglé ; K est un condensateur dont la capacité peut être modifiée suivant la fréquence des oscillations que l'on veut obtenir ; H est une bobine de self-induction comprenant plus ou moins de tours ; M est un électro-aimant puissant pour souffler l'arc qui jaillit en G : cet électro-aimant peut être remplacé par un jet d'air comprimé. La bobine de self-induction I limite l'intensité du courant qui traverse l'éclateur au moment où l'arc jaillit. La bobine H peut porter un enroulement secondaire dans lequel les oscillations primaires induisent des oscillations de haute tension.

D'après la description qui précède, et la figure 1 empruntée au brevet même, on voit l'analogie qui existe entre la méthode inventée en 1892 par E. Thomson pour la production d'oscillations électriques non amorties de grande fréquence, et les appareils décrits dernièrement par Poulsen.

R. V.

Sur la production d'oscillations électriques non amorties. — **G. Benischke.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 décembre 1906.

Le phénomène désigné sous le nom de « oscillations non amorties » que présente l'arc chantant de Duddell et que Poulsen a utilisé pour la radiotélégraphie n'est pas à proprement parler un phénomène non amorti, bien qu'il puisse être entretenu d'une façon continue. Le pendule d'une pendule oscille aussi d'une façon continue, bien que le frottement du support et de l'air amortisse le mouvement oscillant, mais les pertes qui résultent de cet amortissement sont compensées à chaque oscillation par le jeu de l'échappement qui communique au pendule de l'énergie empruntée à un poids ou à un ressort. La seule différence entre le pendule déplacé que l'on abandonne à lui-même, et le pendule qui effectue des oscillations entretenues sous l'action de l'échappement est que le premier effectue des oscillations propres, et le second des oscillations forcées, dépendant de la période de la force périodique de l'échappement et de celle des oscillations propres du pendule.

Il en est exactement ainsi pour les oscillations électriques dites non amorties. Il existe une cause de pertes permanente et par suite d'amortissement : cette cause est la radiation calorifique et électrique. Mais les pertes qui en résultent sont compensées par un afflux périodique d'énergie provenant de l'arc et prise à la source de courant. La seule différence entre les oscillations électriques qui donnent naissance à la fermeture ou à l'ouverture d'un circuit contenant de la capacité et de la self-induction et les oscillations entretenues d'une façon continue au moyen d'un arc, réside dans ce que les premières sont des oscillations propres, et les secondes sont des oscillations forcées. Il serait donc plus exact de désigner ces oscillations sous le nom d'oscillations entretenues et non d'oscillations non amorties.

L'auteur s'est proposé d'expliquer la production des oscillations entretenues qui prennent

naissance dans l'arc chantant de Duddell. La condition de stabilité

$$\frac{dV}{dT} + w > 0,$$

indiquée par Kaufmann et par Duddell exprime simplement l'état d'équilibre dans le circuit de l'arc et de la source de courant. Poulsen emploie, d'après les indications qu'il a données, deux moyens qui, à tension normale (au-dessous de 100 volts), suffisent pour rendre impossible la formation d'un arc : ces deux moyens sont, d'une part un soufflage magnétique puissant ; d'autre part un refroidissement de la base de l'arc. Ce refroidissement est obtenu par l'emploi d'électrodes à bords bien nets, d'une électrode métallique refroidie par une circulation d'eau, de la rotation de l'autre électrode de façon que l'arc jaillisse toujours en un point froid. Quand le circuit EFG (fig. 1) est fermé par l'allumage de l'arc B, le courant n'augmente pas brusquement jusqu'à sa valeur finale à cause de la self-induction L′, mais il présente une courbe exponentielle A (fig. 2). Quand le courant

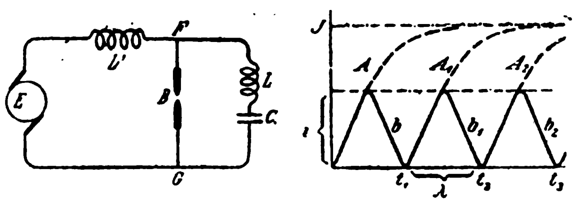


Fig. 1 et 2.

a atteint une certaine valeur i, le soufflage magnétique, dont l'action sur l'arc est proportionnelle au produit de l'intensité du champ par le courant, est suffisamment puissant pour souffler l'arc, avec l'action simultanée d'un refroidissement énergique. Le courant ne peut pas décroître brusquement à cause de la self-induction L′, et suit une courbe de décroissance b (fig. 2). Si la f. é. m. était inférieure à 100 volts, l'arc s'éteindrait complètement. Par suite de la valeur élevée de la différence de potentiel employée (au delà de 200 volts) et par le fait que l'action du soufflage magnétique est devenue à peu près nulle avec la diminution d'intensité du courant, et enfin parce que l'ionisation de la colonne gazeuse comprise entre les électrodes n'a pas encore disparu, il se reforme un nouvel arc, l'intensité du courant croît suivant la courbe A_1, atteint la valeur i pour laquelle l'arc est soufflé, etc. On obtient ainsi dans le circuit EFG les oscillations électriques bb_1b_2 que représente la figure 2. Ces oscillations agissent sur le circuit FLCG accouplé avec le premier par une portion commune FG : et elles mettent ce circuit en vibration. Les oscillations ainsi créées dans le circuit FLCG sont des oscillations forcées, qui dépendent des oscillations propres du circuit et des oscillations agissantes, et ces oscillations forcées durent, malgré l'amortissement, tant que les oscillations du circuit EFG persistent. Lorsqu'il y a une concordance suffisante entre les oscillations de ce circuit et les oscillations propres du circuit dérivé, il y a résonance et l'on obtient des oscillations forcées de grande amplitude. L'acuité de la résonance dépend en premier lieu de la valeur de l'accouplement et en second lieu de l'amortissement. Par suite de la faible résistance existant entre FG, l'accouplement est très lâche (imparfait) et la résonance est si aiguë que la moindre modification de la capacité peut le détruire.

D'après Hahnemann, la Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie emploie des électrodes artificiellement refroidies ; elle n'a pas recours au soufflage magnétique mais emploie plusieurs arcs en série : c'est encore là un moyen pour se placer très près de la limite de stabilité, parce que, lors de l'augmentation du courant, la chute de tension aux bornes de chaque arc va en croissant. D'après l'auteur tout moyen propre à empêcher la persistance de l'arc lorsque l'intensité du courant croît, doit être plus ou moins utilisable.

Un exemple meilleur que celui du pendule rappelé au début, est celui de la table mise en vibrations forcées par une masse tournante excentrée. Les oscillations agissantes qui, combinées avec les oscillations propres de la table, donnent des oscillations forcées, peuvent être amenées en résonance avec les oscillations propres.

La période des oscillations forcées est donnée par l'intervalle de temps $(t_1 - t_2)$ indiqué sur la figure 2. On voit que la fréquence des oscillations agissantes dépend de la self-induction et de la résistance du circuit EFG. Plus est grande la première et plus est petite la seconde, plus la courbe A est plate et plus est grande la période. Plus est intense, dans des conditions identiques, le soufflage magnétique, plus est petite l'intensité i, et plus est petite la période. L'emploi du

soufflage permet donc d'obtenir une fréquence beaucoup plus grande que dans les expériences de Duddell.

R. V.

Nouveau détecteur d'ondes. — **F. Braun.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 décembre 1906.

L'auteur a signalé dès 1874 qu'une certaine catégorie de corps ne suit pas la loi d'Ohm. A cette catégorie appartiennent les sulfures métalliques, certains minerais, des composés oxygénés tels que la pyrolusite, et aussi, à un degré moindre, des corps simples comme le silicium cristallisé. Le corps qui présente cet effet de la façon la plus marquée est le psilomelan, minerai de manganèse que l'on trouve en grande quantité et qui peut être facilement coupé et pelé. D'une façon générale la résistance électrique d'un de ces corps est indépendante de l'intensité du courant qui le traverse; parfois elle diminue. Ces corps présentent le phénomène de conductibilité unipolaire, c'est-à-dire peuvent être employés comme soupape électrique pour redresser des courants alternatifs : cette propriété a déterminé l'auteur à les utiliser pour l'établissement de détecteurs d'ondes électriques. Les expériences faites dans des postes de télégraphie sans fil ont montré d'abord que la sensibilité d'un tel détecteur était inférieure à celle du détecteur électrolytique, mais, après quelques perfectionnements apportés par Schlœmilch, on a pu atteindre une sensibilité analogue à celle du détecteur électrolytique.

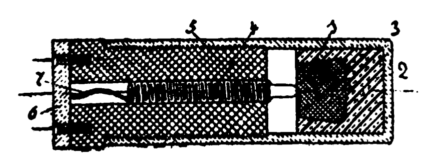


Fig. 1.

Le brevet allemand 198871 donne une description de l'appareil employé (fig. 1). Un composé de manganèse, tel que du psilomelan, de la pyrolusite, de la brumite, de la manganite forme l'électrode 1, enchâssée dans une masse d'étain 2 et enveloppée d'un tube de laiton 3. Dans ce tube est vissé un bouchon d'ébonite 5 portant une vis en fer 4 qui forme une électrode et est reliée par le fil 7 au couvercle métallique 6. Le contact entre le psilomelan et le fer a une surface de 1 millimètre carré environ, si l'on emploie une tension de 0,5 à 1 volt dans le circuit local. Si l'on emploie comme seconde électrode et comme fil de jonction deux métaux suffisamment éloignés l'un de l'autre dans la série des tensions, tels que de l'étain comme fil et du bismuth comme électrode de contact, la f. é. m. engendrée par le contact de l'électrode avec le psilomelan suffit, et il est inutile d'employer une autre source de courant dans le circuit local.

La résistance du nouveau détecteur d'ondes étant très élevée, sa présence dans le récepteur ou dans un circuit résonant amortissait trop fortement les oscillations : on le dispose donc, comme le détecteur électrolytique, dans un circuit résonant dont une partie de la self-induction est branchée en parallèle avec lui. L'amortissement est évidemment augmenté par l'adjonction d'une résistance ohmique élevée en parallèle avec la self-induction, mais on peut néanmoins obtenir une acuité d'accord très satisfaisante.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Expériences sur des lampes au carbone, à l'osmium et au tantale *(fin)*. — **J.-T. Morris.** — *The Electrician*, 14 décembre 1906.

2° *Variations instantanées de la puissance lumineuse quand les lampes sont alimentées par du courant alternatif.* — Si un disque, sur lequel on a peint des secteurs blancs et noirs, est fixé sur l'arbre d'un alternateur dont le nombre de pôles correspond au nombre des secteurs noirs et blancs, et si ce disque est éclairé par une lampe à filament fin de carbone alimentée par l'alternateur, on aperçoit une image immobile du disque. Si l'on emploie une lampe à filament métallique, cet effet est beaucoup plus marqué.

L'auteur s'est proposé d'étudier dans quelle mesure la puissance lumineuse suit les variations de tension. Pour cela, il a employé une méthode analogue à celle adoptée par Fleming et Petavel pour l'étude de l'arc électrique. Un disque en carton portait six encoches radiales, chaque encoche sous-tendant un arc de 10°. Le disque lui-même était peint en noir et calé sur l'arbre d'un alternateur à six pôles. Les axes des encoches étaient donc à 180° degrés électriques

les uns des autres. La lampe à étudier était fixée dans un support de telle façon que le filament fût placé derrière les encoches : cette lampe était alimentée par un alternateur, et le faisceau lumineux intermittent qui traversait les encoches était photométré. On modifiait progressivement le calage du disque par rapport au rotor de façon à mesurer la puissance lumineuse correspondant à neuf points équidistants d'une demi-période de courant.

La puissance lumineuse du faisceau intermittent était déterminée par le réglage de la tension de la lampe étalon, dont la position restait invariable pendant l'expérience. La valeur de la différence de potentiel aux bornes de la lampe étalon était lue sur le potentiomètre, et était convertie en bougies au moyen d'une courbe d'étalonnage obtenue dans une expérience précédente. La forme de courbe de la tension alternative était à peu près sinusoïdale, et la racine carrée moyenne de la différence de potentiel aux bornes de la lampe était maintenue constante au moyen d'un voltmètre électrostatique.

Les expériences furent faites à des fréquences de 60 et 30 par seconde. La valeur de la variation en °/₀ de la puissance lumineuse pour les différentes lampes est indiquée par le tableau IV. Cette variation en °/₀ de la puissance lumineuse est donnée par l'expression

$$\frac{\text{puissance lumineuse moyenne} - \text{puissance lumineuse minima}}{\text{puissance lumineuse moyenne}} \times 100.$$

Depuis que ces expériences ont été faites, Lauriol a publié quelques expériences faites par Girard et Magnol, et dont les résultats sont reproduits dans le tableau V. On voit qu'il y a une bonne concordance entre ces résultats et ceux des auteurs.

TABLEAU IV

TYPE DE LAMPE	VARIATION	
	EN °/₀ A 30	EN °/₀ A 60
Tantale (T)	28,2	15,5
Carbone (C_{220}). 220 v. 5 b.	63,9	26,6
Carbone (C_d). 110 v. 25 b.	»	11,9

TABLEAU V

TYPE DE LAMPE	FRÉQUENCE	
	25	50
Carbone 5 b. 110 v.	53 °/₀	32 °/₀
Carbone 10 b. 110 v.	20	11
Carbone 32 b. 110 v.	15	9
Tantale 25 b. 110 v.	37	19
Osmium 16 b. 39 v.	17	12
Nernst 0,25 amp. 110 v.	12	»

3° *Rapport de l'intensité lumineuse sphérique moyenne à l'intensité lumineuse horizontale moyenne. Rendement lumineux et durée.* — Les lampes furent photométrées dans un certain nombre de directions en fonctionnant sur du courant continu.

Les résultats obtenus par l'auteur dans ces mesures sont résumés dans le tableau VI.

TABLEAU VI

TYPE DE LAMPE	VALEUR DU RAPPORT
C 110 v. 50 b.	0,78
C_{HF} 110 v. 25 b.	0,78 (ampoule en partie dépolie).
O deux lampes de 55 v. 25 b.	0,79
T 110 v. 22 b.	0,755

En se reportant à une étude de G. B. Dyke sur la détermination de l'intensité sphérique moyenne, on voit que les résultats trouvés par l'auteur pour les lampes à filament de carbone concordent avec ceux de cet expérimentateur.

L'auteur a examiné ensuite en détail la forme des filaments et leurs dimensions : le diamètre était mesuré au moyen d'un microscope très puissant et vérifié au moyen d'une jauge micrométrique. Avec ces données, il a calculé le nombre de bougies horizontales et le nombre de bougies sphériques émises par centimètre carré de filament, le nombre de watts par centimètre cube, le nombre de watts par bougie, et les résistances spécifiques à froid et à chaud. Le tableau VII indique les différentes valeurs ainsi obtenues.

TABLEAU VII

TYPE DE LAMPE	CONSTANTES	INTENSITÉ HORIZONTALE PAR CMQ.	INTENSITÉ SPHÉRIQUE MOYENNE par cmq.	WATTS PAR CMQ.	WATTS PAR BOUGIE HORIZONTALE	BOUGIES PAR WATT	RÉSISTANCE SPÉCIFIQUE à chaud — Microhms par cmc.	RÉSISTANCE SPÉCIFIQUE à froid — Microhms par cmc.
		b.	b.					
	110v 50he	31,5	24,6	94,4	3,0	0,333	»	»
C	110 50	19,1	14,9	64,1	3,35	0,298	1 980	3 680
a	55 16	13,5	»	56,0	4,13	0,242	1 092	»
220	220 5	16,9	»	81,1	4,8	0,208	1 940	»
b	10 2	7,8	»	58,0	7,46	0,133	1 226	»
T	110 22	21,6	16,4	34,4	1,6	0,625	79,3	12,65

Il est intéressant de noter que, pour les lampes à filament fin fonctionnant sous de basses fréquences, la puissance lumineuse moyenne produite par une lampe fonctionnant sur courant continu n'est pas nécessairement la même que la puissance lumineuse moyenne de la même lampe fonctionnant sous une tension alternative ayant même valeur efficace. A la fréquence de 30 périodes, la lampe au tantale n'a pas présenté de variation sensible de puissance lumineuse, par rapport au résultat obtenu sur courant continu, tandis que la lampe à filament de carbone de 220 volts et 5 bougies a présenté un accroissement de 2 % environ. A la fréquence de 60 périodes par seconde, l'auteur n'a pas trouvé de variation appréciable de la puissance lumineuse en passant du courant continu au courant alternatif. Un wattmètre de Duddel Mather relié à une résistance non inductive était employé pour vérifier que la même puissance électrique était absorbée dans les deux cas par chaque lampe. Dans les expériences relatives à la lampe de 5 bougies à filament de carbone, la tension du courant alternatif était de 0,25 % plus basse que celle du courant continu : si l'expérience avait était faite à tension constante, il est probable que la variation de puissance lumineuse aurait été de 3 % environ quand on passait du courant continu au courant alternatif. Ce fait provient de ce que la température du filament varie pendant un cycle du courant alternatif.

La durée de fonctionnement d'une lampe à filament de carbone est plus longue quand cette lampe fonctionne sur courant alternatif que sur courant continu. La lampe au tantale présente une diminution visible de durée sur courant alternatif, ce qui provient d'une modification de la nature du filament : on sait qu'au bout de quelque temps de fonctionnement, le tantale devient cristallin et que le filament a l'apparence de petits bâtonnets successifs soudés les uns aux autres. Il semble que, pour augmenter la durée des filaments de tantale sous courant alternatif, on devrait leur donner une plus grande liberté dans la lampe, en les enroulant par exemple sous forme de spirale, au lieu de les fixer rigidement en zigzag.

R. V.

Sur les nouveaux types de lampes à incandescence. — **Cl. H. Sharp.** — *Electrical World*, 1er décembre 1906.

L'auteur, dans une communication à l'American Institute of Electrical Engineers, passe en revue les nouveaux types de lampes à incandescence à filament métallique et les avantages qu'ils présentent.

La lampe à osmium possède un rendement élevé et une longue durée, mais ces avantages sont annihilés par le fait que cette lampe ne peut être établie que pour de faibles tensions : en outre l'osmium est très rare.

La lampe à filament de carbone graphitique métallisé donne de bons résultats et présente une consommation relativement faible.

Le tungstène, que l'on peut facilement obtenir sous forme de poudre, ne peut pas être étiré directement en fils comme le tantale : le problème de la fabrication des filaments du tungstène présentait de grandes difficultés parce que ce métal s'unit à l'oxygène et au carbone aux températures élevées. L'auteur rappelle les procédés inventés par Kuzel, par Just et Hanaman et par Auer pour préparer les filaments de tungstène. Au point de vue physique, les filaments en tungstène présentent toutes les propriétés ordinaires de fils en métaux purs. Ils ont une conductibilité élevée et un fort coefficient de température positif. La première propriété exige l'emploi de filaments très fins et très longs pour la tension de 110 volts. Les filaments sont tout à fait mous à la température de l'incandescence, de sorte qu'on ne peut pas placer les filaments autrement qu'en boucles uniques. On n'a pas encore pu établir des lampes de moins de 25

bougies pour 110 volts, et encore la finesse du filament, pour cette puissance lumineuse, fait-elle craindre que de telles lampes ne puissent pas être d'un emploi commercial. Il semble que les propriétés des filaments en tungstène en feraient d'excellentes lampes pour l'éclairage des rues par lampes en série. Un des grands désavantages du filament de tungstène est son extrême fragilité. Un choc ou un ébranlement le rompt presque sûrement : il est vrai que le filament peut se ressouder à l'endroit rompu, mais sa fragilité est augmentée. La particularité qui distingue les lampes à filament métallique des lampes au carbone est le coefficient positif des premières, qui assure une bonne autorégulation. Le tableau suivant indique les variations de puissance lumineuse avec les variations de tension, pour des lampes au carbone, au tantale et au tungstène.

Variation pour 5 % d'augmentation de tension au-dessus de la valeur normale.

	PUISSANCE LUMINEUSE	WATTS PAR BOUGIE
Lampe au carbone.	+ 30 %	— 15 %
Lampe au carbone graphitique.	+ 27	— 13
Lampe au tantale..	+ 22	— 11
Lampe au tungstène.. . . .	+ 20	— 10

Il résulte de cette propriété que le réglage de la tension de distribution n'a pas besoin d'être aussi exact qu'avec des lampes au carbone, ce qui permet d'économiser du cuivre dans les feeders, et que la durée des lampes est probablement moins affectée par les variations de tension.

En ce qui concerne la distribution de l'intensité lumineuse, l'auteur indique qu'il est nécessaire, pour obtenir sur les lampes au tantale des résultats comparables avec les autres, de faire des mesures de l'intensité sphérique moyenne et non de l'intensité horizontale moyenne. Le facteur de réduction sphérique, déterminé pour 20 lampes au tantale, a été trouvé très variable ; il est compris entre 0,69 et 0,76. Avec les filaments de carbone, ce facteur de réduction est tout à fait défini.

Tandis que le courant alternatif exerce un effet très nuisible sur les filaments de tantale, on n'observe nullement cet effet sur les filaments de tungstène qui fonctionnent aussi bien sur courant alternatif que sur courant continu. Les lampes au tantale présentent, pendant les 25 premières heures, une augmentation importante d'intensité lumineuse : à partir de ce moment, la puissance lumineuse décroît lentement et la consommation spécifique augmente. La vitesse de diminution de l'intensité lumineuse horizontale moyenne est plus rapide que celle de l'intensité lumineuse sphérique moyenne.

L'auteur indique les résultats d'un certain nombre d'essais effectués sur des lampes au tungstène, dont l'une a atteint le durée de 3 537 heures avec une diminution de 10 % seulement dans l'intensité lumineuse.

La couleur de la lumière de la lampe au tantale est un peu plus blanche que celle de la lampe au carbone, et celle de la lampe au tungstène est un peu plus blanche que celle de la lampe au tantale. La lumière de cette dernière ressemble beaucoup à la lumière de l'acétylène. Cette blancheur de la lumière constitue une réelle supériorité et est due soit à la température plus élevée du filament, soit à la radiation sélective du tungstène.

L'auteur rappelle que, sur du courant alternatif à 25 périodes, les lampes au carbone donnent un papillottement qui rend leur emploi impossible. Les expériences faites sur des lampes au tungstène ont montré qu'elles étaient encore moins aptes à un emploi sur du courant de basse fréquence.

D'après tous les résultats publiés jusqu'ici, l'auteur conclut que l'industrie de l'éclairage va être l'objet de modifications profondes. La lampe au tungstène sera au moins trois fois plus économique que la lampe actuelle à incandescence et sera plus économique que l'arc en vase clos. Après les arcs dans le vide, ou les arcs à flamme, la lampe au tungstène sera la source d'éclairage le plus économique.

R. R.

***Emploi de lampes à magnétite et de redresseurs à mercure pour l'éclairage par arcs en série.* — N.-R. Birge. —** *Canadian Electrical News.*

L'auteur, dans un mémoire présenté à l'Ohio Electric Light Association, décrit le système d'éclairage des rues par lampes à magnétite en série alimentées à courant constant au moyen de tubes à mercure qui redressent le courant alternatif dont on dispose.

Les lampes à magnétite comprennent une électrode supérieure massive en cuivre supportée par un anneau en fer, et une électrode inférieure formée d'un tube de fer contenant un mélange pulvérulent approprié : ce tube a 1cm,5 de diamètre et 20 centimètres de longueur. La carcasse de la lampe consiste en un large tube qui agit comme cheminée pour l'expulsion des fumées de l'arc. Un réflecteur horizontal placé à l'intérieur du globe au niveau de la surface inférieure de l'électrode supérieure rejette la lumière vers le bas. Un globe extérieur renferme le tout.

Le mécanisme de la lampe comprend un électro-aimant d'allumage qui amène l'électrode inférieure en contact avec l'électrode supérieure, et deux solénoïdes de réglage, l'un série et l'autre shunt. Le solénoïde série tend à allonger l'arc, et le solénoïde shunt tend à le raccourcir quand la différence de potentiel entre les électrodes augmente. La bobine série, faite en gros fil, produit une chute de tension de 1 à 2 volts au maximum en fonctionnement normal. Les inventeurs revendiquent, pour cette lampe à magnétite, les avantages suivants : meilleur rendement que les lampes à arc en vase clos à courant continu ; meilleure distribution de la lumière pour l'éclairage des rues ; couleur agréable sembable à celle de la lumière solaire ; faibles frais d'entretien, l'électrode supérieure durant 4 500 heures et l'électrode inférieure 150 à 175 heures.

Le circuit des lampes à magnétite en série, dont chacune est prévue pour une intensité de courant de quatre ampères et une différence de potentiel de 75 à 80 volts aux bornes, est alimenté par du courant redressé au moyen d'un tube à mercure et d'un transformateur à intensité constante. Les enroulements primaires de ce dernier sont reliés à une source de courants alternatifs à potentiel constant ; les secondaires sont reliés, par l'intermédiaire de faibles réactances, aux anodes d'un tube à mercure. Une prise de courant connectée au milieu du secondaire relie le transformateur avec une des bornes du circuit à courant continu sur lequel sont branchées les lampes. Le réglage du courant dans ce circuit est obtenu au moyen de faibles poids fixés aux bras qui supportent les bobines mobiles des transformateurs ; le réglage est tel que l'intensité reste constante depuis la pleine charge jusqu'à la demi-charge environ. Les transformateurs qui alimentent moins de 50 lampes sont à refroidissement d'air ; ceux d'une puissance supérieure sont à refroidissement d'huile.

Les bobines de réactance sont enfermées dans un coffret et protègent le secondaire contre des phénomènes d'oscillations de grande fréquence que pourraient produire des variations brusques sur la ligne. Une autre bobine de réactance est intercalée dans le circuit à courant continu pour réduire les pulsations du courant redressé.

Le tube à mercure comprend un récipient vide d'air muni à sa partie supérieure de deux tubulures contenant chacune une anode en carbone et, à sa partie inférieure, d'une cathode en mercure accompagnée de deux petites anodes voisines d'amorçage en mercure. Pour amorcer l'appareil, on l'agite un peu afin de faire un court-circuit entre ces électrodes. Le tube établi pour une intensité de courant de 4 ampères produit une chute de tension de 25 volts, correspondant à une perte constante de 100 watts. Un petit ventilateur produit un courant d'air pour refroidir le tube à mercure. Dans les conditions normales, un tube peut alimenter 25, 50 ou 75 lampes pendant 400 heures en moyenne. Normalement, les transformateurs et les tubes sont établis pour 12, 25 ou 50 lampes ; la fréquence du circuit alternatif peut avoir une valeur quelconque. Le rendement du système est compris entre 85 et 90 % suivant le nombre de lampes alimentées. Le facteur de puissance est compris entre 0,65 et 0,7.

Ce système d'éclairage, introduit depuis une année, s'est répandu rapidement et 80 groupes, alimentant 4 500 lampes, sont actuellement installés. La plus grande application, décrite précédemment[1], a été faite à Portland (Orégon) et comprend 1 200 lampes.

R. R.

MESURES

Mesures des déphasages dans les résistances et les transformateurs *(fin[2])*. — **Ch. V. Drysdale.** — *The Electrician*, 23 novembre 1906.

Essais faits sur des transformateurs. — La question des différences de phase entre les tensions primaire et secondaire et les courants dans les transformateurs présente une importance con-

[1] *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 15 septembre 1906, page 430.

[2] *Éclairage électrique*, t. L, 12 janvier 1907, p. 74.

sidérable pour les constructeurs d'appareils de mesure à courants alternatifs. Dans les compteurs, par exemple, on tend à adopter un type standard que l'on alimente au moyen de transformateurs. On a aussi proposé d'employer des transformateurs avec les wattmètres à déviation. Un certain nombre de mesures ont été faites par le Dr Sumpner: cet auteur a trouvé que, dans un petit transformateur, la différence de phase entre les courants primaire et secondaire était seulement de l'ordre de 0,1 degré, tandis que quelques transformateurs employés avec des wattmètres présentaient un déphasage de courant de 2,3 et même 4,2 degrés. Dans des transformateurs de forte puissance, le déphasage de la tension à vide s'est élevé à 0,1 degré, s'élevant à 10° et plus aux fortes charges.

L'auteur a fait un grand nombre d'expériences sur un transformateur du type cuirassé ayant comme dimensions extérieures des tôles 22,5 × 15 centimètres et comme largeur de noyau 10 centimètres. Quatre bobines de 150 tours de fil de cuivre étaient placées côte à côte et serrées autant que possible pour réduire au minimum la dispersion magnétique. Ces bobines pouvaient être combinées à volonté, le primaire et le secondaire étant soit côte à côte, soit séparés par un intervalle, pour augmenter la dispersion; dans ce cas, les bobines non employées servaient de bobines d'épreuve. Les caractéristiques principales du transformateur étaient les suivantes :

Noyau : 250 tôles de 0mm,365 d'épaisseur ; section droite 77 centimètres carrés; section nette 71 centimètres carrés; longueur du circuit magnétique 35cm, 3.

Bobines : quatre bobines de 150 tours; résistance de chaque bobine 1,2 ohms.

Induction maxima : $B = 42,3. V$, V étant la différence de potentiel efficace en volts aux bobines d'épreuves.

Les résultats qui suivent ont été obtenus avec un wattmètre dont les bobines principales étaient constituées par quatre bobines exactement semblables disposées de façon à produire des résultats égaux sur la bobine shunt. Les connexions indiquées sur la figure 3 servaient à déterminer le rapport des courants et le déphasage existant entre eux. On voit que les courants primaire et secondaire traversaient les deux bobines principales du wattmètre. Si les deux courants primaire et secondaire C_1 et C_2 (fig. 4) étaient exactement égaux et opposés en phase, ils se neutraliseraient l'un l'autre, mais dans tout autre

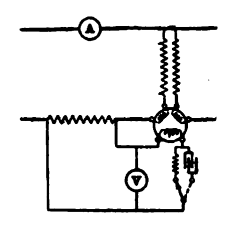


Fig. 3.

cas, l'effet magnétique des bobines principales du wattmètre est évidemment le même que celui

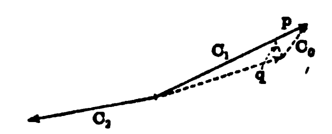


Fig. 4.

d'une seule bobine traversée par le courant C_0, résultante de C_1 et C_2. En joignant la bobine shunt aux extrémités d'une résistance non inductive en série avec le primaire du transformateur, on obtient un courant shunt en phase avec le courant primaire. La lecture w_1 du wattmètre, divisée par la différence de potentiel V aux bornes du shunt est évidemment la composante p de C_0 parallèle à C_1 et, si l'on divise par C_1, on a $100 w_1/VC_1$ comme réglage en %. De la même manière, en substituant un condensateur à la résistance non inductive dans le shunt du wattmètre et en calculant à nouveau la constante, on obtient la composante perpendiculaire $q = w_2/V$, en supposant que le courant shunt est déphasé exactement de 90°. En faisant une lecture sur une charge non inductive, on peut trouver immédiatement tg θ, θ étant l'angle dont le courant shunt diffère de 90°. On a ainsi :

$$q = (w_2 - w_1 \operatorname{tg} \theta)/V$$
$$\varphi = (w_2 - w_1 \operatorname{tg} \theta)/VC_1 .$$

Cette méthode, quoique d'apparence compliquée, est très simple en pratique et il n'y a pas de difficulté pour déterminer le rapport de transformation à 1/10000 prè et le déphasage à 1/100 degré près.

Pour les mesures de différence de potentiel, les connexions sont semblables, mais le circuit shunt du wattmètre, avec sa résistance non in-

ductive en série est relié aux conducteurs principaux, comme l'indique la figure 5 : les bobines

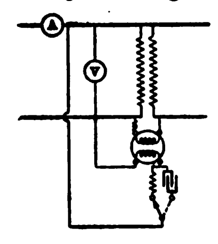


Fig. 5.

principales, qui doivent avoir en série une certaine résistance non inductive, sont reliées aux extrémités primaires et secondaires. On peut voir facilement que les deux composantes de la différence vectorielle entre les tensions primaire et secondaire sont exprimées par les mêmes formules que précédemment.

Les différentes courbes que publie l'auteur montrent que plus la résistance de l'appareil de mesure accouplé à un transformateur est faible, et mieux cela vaut. Un appareil non inductif de même impédance totale donne une bien meilleure constance du rapport pour différentes charges qu'un appareil inductif, contrairement à une opinion fréquemment admise et qui est basée sur une interprétation erronée des résultats obtenus par Campbell.

En ce qui concerne les déphasages, les courbes montrent que l'addition d'une résistance dans le secondaire augmente beaucoup le déphasage, comme cela est évident, puisqu'elle amène le courant secondaire plus près de la quadrature avec le courant à vide. En augmentant suffisamment le déphasage du courant secondaire, il est même possible d'obtenir un déphasage négatif : le courant de pertes dans le fer devient probablement important par rapport au courant magnétisant. En tout cas, en séparant les bobines, on augmente l'inductance, et cela doit avoir le même effet qu'une charge secondaire inductive. Généralement, dans tous les transformateurs de courant, on abaisse autant que possible l'induction dans le noyau. Il faut évidemment, pour cela, un transformateur de grandes dimensions et un appareil de faible impédance. Dans un cas, où l'induction maxima B dans le noyau était seulement de 382 pour 750 ampère-tours, la variation totale du rapport a été seulement de 0,981 à 0,988, soit 0,7 %, pour une variation de 1 à 10 du courant.

L'établissement d'un bon transformateur de courant pour l'emploi des wattmètres est difficile. Dans les meilleures circonstances, on voit, d'après les courbes obtenues par l'auteur, que le déphasage n'est pas réduit beaucoup au-dessous de 0°,2, ce qui est à peu près la limite pour des wattmètres qui doivent donner des indications exactes avec de faibles facteurs de puissance. On y arrive seulement avec une charge secondaire inductive, pour laquelle le rapport de transformation varie de 0,97 à 0,988. Dans le cas où le rapport présente les valeurs les plus satisfaisantes, le déphasage minimum n'est pas inférieur à 0°,6. La seule façon d'améliorer le résultat est de diminuer le courant magnétisant et le courant de pertes dans le fer, ce qui implique une augmentation des dimensions et l'emploi de meilleurs matériaux. Un alliage nommé Stalloy, récemment mis sur le marché, présente seulement un tiers des pertes par hystérésis des tôles ordinaires ; il a une perméabilité élevée et une forte résistance spécifique. Ces caractéristiques doivent améliorer sensiblement la constance du rapport de transformation.

En ce qui concerne le rapport de transformation pour la différence de potentiel, les résultats des essais faits avec un voltmètre de 2400 ohms de résistance et une bobine de self-induction ayant une impédance de 900 ohms à 50 périodes montrent que le réglage est meilleur avec une charge inductive qu'avec une charge non inductive, le courant pris par la bobine de réactance étant environ 25 fois celui pris par la résistance et la chute de tension étant seulement accrue d'une quantité très faible. Pour des valeurs très différentes, le déphasage à circuit ouvert a été de 0°,04 avec les bobines en contact et de 0°,15 avec les bobines séparées. L'adjonction du voltmètre non inductif de 2400 ohms a diminué chaque fois le déphasage, tandis que l'adjonction de la bobine de réactance l'augmentait. Tous ces résultats concordent avec le diagramme ordinaire du transformateur.

La conclusion générale de ces essais est que les transformateurs de tension peuvent être employés avec les voltmètres et les wattmètres pourvu que leur dispersion magnétique soit faible et que la résistance de l'appareil soit grande. Il semble qu'une induction de 5000 gauss donne à peu près les meilleurs résultats.

R. R.

***Emploi du secohmmètre pour la mesure de résistances et de capacités combinées.* — S.-R. Milner.** — *The Electrician.*

Le secohmmètre de Ayrton et Perry est un appareil consistant essentiellement en deux commutateurs tournants montés sur le même arbre et produisant de rapides inversions des connexions de la batterie et du galvanomètre dans un pont de Wheatstone. Il a été primitivement établi pour comparer entre elles des inductances, mais il peut être employé pour la mesure d'une quantité électrique simple quelconque, par exemple une capacité ou une résistance électrolytique, pour laquelle il convient d'employer du courant alternatif avec le pont de Wheatstone. Tant qu'il s'agit de mesurer de simples résistances ou capacités, le secohmmètre et le galvanomètre sont bien préférables à la bobine d'induction et au téléphone employés dans l'ancienne méthode. La sensibilité est beaucoup plus grande et, en outre, cette méthode offre l'avantage important que les déviations du galvanomètre indiquent d'elles-mêmes la direction dans laquelle on doit modifier le bras réglable.

L'auteur a étudié l'application du secohmmètre à la mesure de la capacité d'un condensateur présentant de fortes pertes à travers le diélectrique. Un tel condensateur est équivalent à un condensateur parfait combiné avec une résistance. La figure 1 indique le montage adopté :

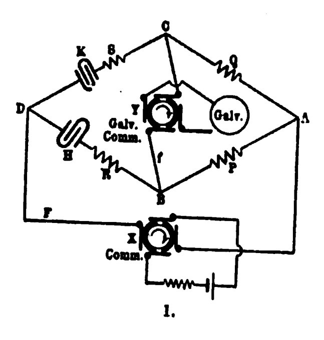


Fig. 1.

S et K représentent la résistance et la capacité inconnues supposées inséparablement reliées en série et formant une branche du pont de Wheatstone ABCD. Les autres résistances du pont sont figurées en PQRF et *f* : H est une capacité connue en série avec R. Les commutateurs du secohmmètre sont représentés en X et Y et sont montés sur le même axe. Les inversions du commutateur X de la batterie produisent dans les bras du pont un courant alternatif qui donne lieu à un courant continu dans le galvanomètre, grâce à la présence du commutateur Y. La théorie générale du pont montre que le galvanomètre reste au repos quand on a :

$$P/Q = R/S = K/H. \qquad (1)$$

Si deux quelconques de ces quatre variables, Q et H, par exemple, sont fixées arbitrairement, il suffit d'ajuster P et R pour obtenir l'équilibre et déterminer S et K.

Avec cette méthode, on peut trouver plusieurs paires de valeurs pour lesquelles le galvanomètre reste au zéro, l'équilibre étant incomplet. Cela provient du fonctionnement des commutateurs et de la forme de courbe que présente le courant par suite des capacités introduites dans les branches.

Si l'on trace en fonction du temps la courbe de la f. é. m. de la batterie après commutation, on obtient une série de rectangles de signes contraires séparés par des portions où la f. é. m. est nulle, ces portions correspondant au moment du contact dans le commutateur. Si les bras du pont contiennent uniquement des résistances non inductives, la courbe du courant dans la branche du galvanomètre avant la commutation en Y a une forme semblable à celle de la courbe de f. é. m. L'introduction des capacités H et K dans les bras du pont donne aux courbes de courant une forme exponentielle. Le courant dans le galvanomètre, redressé par le commutateur Y, a donc une forme pulsatoire. Si le décalage δ entre les deux commutateurs est égal à 1, les inversions se produisent en même temps ; si le décalage est égal à 1/2, les inversions de Y se produisent au milieu de l'intervalle qui sépare les inversions de X. L'effet mécanique sur le galvanomètre est proportionnel à l'ordonnée moyenne de la courbe dans chaque cas. Si l'on augmente le décalage d'une façon progressive, l'effet mécanique passe par un maximum, puis diminue et s'annule pour devenir négatif et croître en valeur absolue jusqu'à un nouveau maximum. On voit en traçant les courbes que, quand il n'y a que des résistances dans les branches du pont, l'effet mécanique est maximum pour $\delta = 0$ et $\delta = 1$ et est nul pour $\delta = 1/2$. Quand il y a des capacités, les valeurs du déca-



lage pour lesquelles le courant moyen du galvanomètre est maximum ou nul s'écartent de ces valeurs mais elles ont des valeurs définies pour des valeurs données des résistances, des capacités et de la vitesse. Ces considérations donnent une explication qualitative des résultats obtenus et, en général, des équilibres incomplets obtenus pour un décalage quelconque. Les méthodes pour obtenir l'équilibre complet, qui sont décrites dans la suite, sont basées sur le fait que, au moyen d'un arrangement convenable dans le pont, la relation résultant d'une balance incomplète, se réduit, pour des valeurs convenables du décalage, à chacune des trois égalités (1) et qu'il existe dans chaque cas des moyens simples et exacts pour ajuster le commutateur à la position correspondante.

L'auteur a déterminé, par des calculs analytiques assez longs, les conditions que l'on doit réaliser pour avoir un équilibre complet du pont. Ces calculs sont compliqués par la présence des résistances F et f de la batterie et du galvanomètre : pour simplifier, on suppose f négligeable en comparaison de F.

Dans ce qui suit, l'auteur pose :

$$p = \frac{P}{P+Q}; \quad r = \frac{R}{R+S}; \quad k = \frac{K}{K+H};$$

$$z = \frac{1}{R+S}\left(\frac{1}{H} + \frac{1}{K}\right).$$

Équilibre incomplet au décalage nul. — C'est la position du commutateur avec laquelle on emploie généralement l'appareil. L'auteur montre que le secohmmètre ne donne pas de résultats exacts dans ce cas, et qu'il vaut mieux employer la méthode du téléphone.

Équilibre correspondant à $r = k$. — Quand $r = k$ il faut, pour que $C = 0$, que l'on ait $\delta = 1/2$. Cela résulte du fait que, quand $r = k$, la courbe pour le courant C non inversé du galvanomètre est la même que si le pont ne comprenait que des résistances non inductives. Après inversion, le courant moyen du galvanomètre est ainsi réduit à zéro au même décalage $\delta = 1/2$ que dans le cas de résistances pures.

L'inverse est également vrai. Si $\delta = 1/2$ et si l'on ajuste R jusqu'à ce que la déviation du galvanomètre soit nulle, on a

$$r = K \quad \text{ou} \quad R/S = K/H. \qquad (2)$$

On a donc un moyen simple en pratique. La position $\delta = 1/2$ du commutateur peut être facilement et exactement obtenue une fois pour toutes.

Équilibres correspondant à $p = k$ et $p = r$. — L'auteur a obtenu des résultats qui permettent de réaliser deux méthodes pratiques. La résistance et la capacité totales de la branche BDC restent invariables. Par exemple, H est transporté de la branche BD dans une position en série avec SK dans le bras CD. Les résultats relatifs au cas où $p = r$ sont seuls indiqués dans ce qui suit, mais on passe facilement au cas où $p = k$.

Pour obtenir l'égalité $p = r$, on prend $r = 0$ en transportant la résistance R du bras BD au bras CD. On fait aussi $P = 0$ et l'on a $p = P/P+Q = 0$. On a $p = r = 0$ et la déviation du galvanomètre n'est nulle que quand le décalage du commutateur a la valeur particulière δ_3. Pendant que l'arbre du secohmmètre est en rotation, on tourne le commutateur X jusqu'à ce que la déviation du galvanomètre soit nulle, et on le fixe dans cette position. Quand R est transporté en BD, il en résulte une déviation du galvanomètre que l'on équilibre en ajustant P. La valeur de P doit satisfaire à l'égalité $p = r$, ou $P/Q = R/S$.

Avec le décalage δ_3 qui correspond à l'égalité $p = r$, les déviations du galvanomètre doivent être entièrement indépendantes de k. Pour toute autre position du commutateur, on obtient une déviation de l'aiguille du galvanomètre quand on modifie k, et ce mouvement a l'une ou l'autre direction suivant que le décalage a une valeur plus grande ou plus faible que δ_3. Si l'on transporte la capacité H du bras BD au bras CD, la position du commutateur pour laquelle il n'y a pas de déviation au galvanomètre est facile à déterminer. L'équilibre $p = r$ est obtenu comme précédemment par le réglage de P.

L'auteur a obtenu, avec sa méthode, des résultats exacts à 0,5 % près.

En pratique, la meilleure méthode est de faire $r = k$ pour $\delta = 1/2$ et, en tournant le commutateur jusqu'à ce que $\delta = 0$, d'équilibrer la déviation oscillante en ajustant P et Q.

R. R.



Sur le thermomètre à fil de platine. — **Jaeger et Steinwehr.** — *Zeitschrift fur Instrumentenkunde.*

Les auteurs ont employé le thermomètre à fil de platine dans des mesures calorimétriques et, en particulier, pour l'étalonnage d'un calorimètre de Berthelot. Ils s'étaient proposé de réaliser un appareil permettant de déterminer à 0,0001° près une différence de température de 1°. La mesure de la résistance du fil est d'autant plus exacte que l'on peut employer un courant de mesure de plus forte intensité. Le thermomètre à platine doit donc posséder une très grande constante de refroidissement, pour pouvoir supporter, sans s'échauffer sensiblement, un courant de mesure suffisamment intense.

L'appareil employé par les auteurs comprenait un fil de platine de 0mm,1 de diamètre environ, placé dans un petit tube métallique de 1 millimètre de diamètre intérieur et 0mm,5 d'épaisseur de parois, dont il était isolé par un guipage de soie imprégné d'une couche de vernis à la gomme laque. La longueur du fil était d'environ 35 millimètres et sa résistance électrique s'élevait à 5 ohms. L'étalonnage a montré que l'échauffement dû au passage d'un courant de 0,01 ampère était de 0,002°. La constante de refroidissement a été trouvée égale à 33 par seconde ou 2 000 par minute; la conductibilité calorifique extérieure par centimètre carré de surface du fil de platine a été égale à 0,05 par seconde ou 3 par minute. Le refroidissement à une température égale à la moitié de la température initiale est atteint au bout de 0,02 seconde.

L'étalonnage a conduit à la formule suivante pour la résistance w_u du thermomètre en platine pour la température u :

$$w_u = w_0 (1 + \alpha u + \beta u^2).$$

Entre 100 et 0 on a la relation :

$$\alpha + 100\beta = (w_{100} - w_0)/100\, w_0.$$

Le facteur α de la formule avait à peu près la valeur $4 \cdot 10^{-3}$: pour deux thermomètres en platine différents, on avait :

$$\alpha = 3{,}94 \cdot 10^{-3} \quad \text{ou} \quad 3{,}96 \cdot 10^{-3}$$
$$\beta = -0{,}623 \cdot 10^{-6} \quad \text{ou} \quad -0{,}583 \cdot 10^{-6}.$$

En appelant p la température déterminée avec le thermomètre en platine et u la température déterminée avec le thermomètre à hydrogène, on a :

$$p = \frac{w_u - w_0}{w_{100} - w_0}\, 100$$

$$p - u = -\frac{100\beta}{\alpha + 100\beta}\left(u - \frac{u^2}{100}\right).$$

Pour les exemples cités, on a :

$$p - u = 0{,}0162\, [u - 0{,}01\, u^2]$$

ou $$0{,}0149\, (u - 0{,}01\, u^2).$$

A 50°, la température indiquée directement par le thermomètre à platine est donc d'environ 0,5° plus élevé que celle indiquée par le thermomètre à hydrogène.

La mesure de la résistance du fil de platine était effectuée au moyen du galvanomètre différentiel d'après la méthode de Kohlrausch. Le courant de mesure était fourni par un accumulateur.

E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 26 Janvier 1907. 14e Année. — N° 4.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR LA MÉTHODE DE PIRANI

Les calculs relatifs à la méthode de Pirani supposent généralement la *self-induction* du galvanomètre négligeable vis-à-vis de celle de la bobine employée. Il y a là sans doute une certaine simplification d'analyse, mais on ne saurait dire *à priori* qu'on ne commet pas une erreur en se bornant à des équations différentielles du second ordre.

Dans ce travail nous allons montrer que la formule de Pirani est toujours indépendante de la self du balistique.

Il est aisé de voir que les équations du problème sont :

$$a = c + \alpha, \qquad (1)$$
$$b = b' - i, \qquad (2)$$
$$a = a' + i, \qquad (3)$$
$$I = a + b, \qquad (4)$$
$$RI + Bb + kBb' = E \text{ (f. é. m de la pile)} \qquad (5)$$
$$L\, da/dt + r\alpha + (A - r)a + \rho i + L'\, di/dt - Bb = 0, \qquad (6)$$
$$\rho i + kBb' - kAa' + L'\, di/dt = 0, \qquad (7)$$
$$c = Cr\, d\alpha/dt \qquad (8)$$

où les lettres ont les significations suivantes : I courant dans la pile, i courant dans le galvanomètre, a courant dans la bobine L, α courant dans la résistance r, c courant de charge du condensateur, b courant dans la résistance B, a' courant dans la résistance kA,

b' courant dans la résistance kB, R résistance de la pile, ρ résistance du galvanomètre, L self-induction de la bobine employée, L′ self-induction du galvanomètre, C capacité du condensateur.

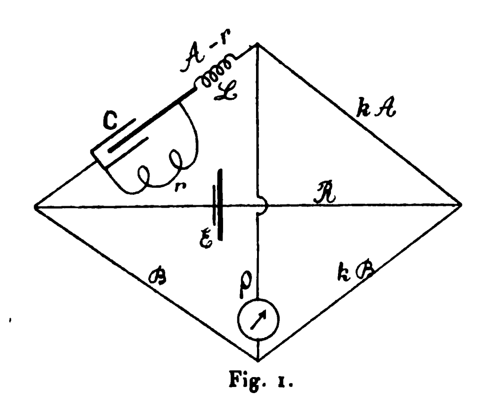


Fig. 1.

A, kA, B, kB, r sont des résistances qu'on voit sans difficulté sur la figure. Elles sont toutes non inductives, sauf la partie A — r de A.

Le pont est équilibré pour le régime permanent.

Des équations (1) on tire les équations

$$a = \frac{fi + k\mathrm{EB}}{h} + p\frac{di}{dt};$$

$$b = \frac{k\mathrm{EA} - gi}{h} - q\frac{di}{dt}, \qquad (2)$$

Posons :

$$\begin{aligned} f &= (\rho + k\mathrm{B} + k\mathrm{A})\{\mathrm{R} + \mathrm{B} + k\mathrm{B} - k^2\mathrm{B}^2\}, \\ g &= \mathrm{R}(\rho + \mathrm{A} + k\mathrm{B}) + k^2\mathrm{AB}, \\ h &= k\mathrm{A}(\mathrm{R} + \mathrm{B} + k\mathrm{B}) + k\mathrm{RB}, \\ ph &= \mathrm{L}'(\mathrm{R} + \mathrm{B} + k\mathrm{B}), \\ qh &= \mathrm{L}'\mathrm{R}. \end{aligned}$$

En substituant les valeurs (2) dans la sixième équation du groupe (1), on trouve, après quelques simplifications et en faisant

$$\mathrm{L}' + \mathrm{A}p + \mathrm{B}q - pr = \mathrm{M},$$

$$\frac{\mathrm{A}f + \mathrm{B}g + \rho h}{h} = m : \qquad (3)$$

$$p\mathrm{L}\frac{d^2i}{dt^2} + \left(\mathrm{L}\frac{f}{h} + \mathrm{M}\right)\frac{di}{dt} + \left(m - \frac{f}{h}r\right)i - \frac{k\mathrm{EB}}{h}r = -r\alpha, \qquad (4)$$

qui donne par différenciation :

$$p\mathrm{L}\frac{d^3i}{dt^3} + \left(\mathrm{L}\frac{f}{h} + \mathrm{M}\right)\frac{d^2i}{dt^2} + \left(m - \frac{f}{h}r\right)\frac{di}{dt} = -r\frac{d\alpha}{dt}. \qquad (5)$$

Mais si l'on se rapporte à l'équation

$$\frac{f}{h}i + \frac{k\mathrm{EB}}{h} + p\frac{di}{dt} - \mathrm{C}r\frac{d\alpha}{dt} - \alpha = 0$$

c'est-à-dire aux première et dernière de (1), où l'on a remplacé a par sa valeur, il viendra :

$$p\mathrm{CL}\frac{d^3i}{dt^3} + \left\{\mathrm{LC}\frac{f}{h} + \mathrm{MC} + \frac{p}{r}\mathrm{L}\right\}\frac{d^2i}{dt^2} + \left\{p + \frac{\mathrm{M}}{r} + \mathrm{C}m + \frac{f}{h}\frac{\mathrm{L} - \mathrm{C}r^2}{r}\right\}\frac{di}{dt} + \frac{m}{r}i = 0. \qquad (6)$$

En désignant par α_1, α_2 et α_3 les racines de l'équation du troisième degré

$$p\mathrm{CL}\alpha^3 + \left\{\mathrm{LC}\frac{f}{h} + \mathrm{MC} + \frac{p}{r}\mathrm{L}\right\}\alpha^2 + \left\{p + \frac{\mathrm{M}}{r} + \mathrm{C}m + \frac{f}{h}\frac{\mathrm{L} - \mathrm{C}r^2}{r}\right\}\alpha + \frac{m}{r} = 0 \qquad (7)$$

on aura

$$i = c_1 e^{\alpha_1 t} + c_2 e^{\alpha_2 t} + c_3 e^{\alpha_3 t}. \qquad (8)$$

où c_1, c_2 et c_3 sont trois arbitraires.

La valeur initiale de i est évidemment nulle, tandis qu'on a pour $t = 0$

$$di/dt_0 = -z; \qquad d^2i/dt_0^2 = \mu z,$$

μ et z étant des nombres connus.

La détermination des constantes résultera du système

$$\begin{aligned} c_1 + c_2 + c_3 &= 0, \\ c_1\alpha_1 + c_2\alpha_2 + c_3\alpha_3 &= -z, \\ c_1\alpha_1^2 + c_2\alpha_2^2 + c_3\alpha_3^2 &= \mu z. \end{aligned}$$

c_1, c_2, c_3 seront alors donnés par les formules

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{z}{D}\left\{\mu(\alpha_3 - \alpha_2) + (\alpha_3^2 - \alpha_2^2)\right\}, \\ c_2 &= \frac{z}{D}\left\{\mu(\alpha_1 - \alpha_3) + (\alpha_1^2 - \alpha_3^2)\right\}, \\ c_3 &= \frac{z}{D}\left\{\mu(\alpha_2 - \alpha_1) + (\alpha_2^2 - \alpha_1^2)\right\}, \\ D &= (\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1 - \alpha_3)(\alpha_2 - \alpha_3). \end{aligned} \tag{9}$$

Si la décharge dans le galvanomètre est nulle, après un temps suffisamment long (quelques millièmes de seconde) pour qu'on puisse faire les limites de l'intégrale o et ∞, on aura

$$\frac{c_1}{\alpha_1} + \frac{c_2}{\alpha_2} + \frac{c_3}{\alpha_3} = 0, \tag{10}$$

ou, ce qui est la même chose

$$\frac{\alpha_3 - \alpha_2}{\alpha_1}(\mu + \alpha_3 + \alpha_2) + \frac{\alpha_1 - \alpha_3}{\alpha_2}(\mu + \alpha_1 + \alpha_3) + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_3}(\mu + \alpha_2 + \alpha_1) = 0. \tag{11}$$

La grandeur μ est d'ailleurs

$$\frac{f}{ph} + \frac{M}{pL} + \frac{r}{L},$$

et puisqu'on a

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = -\frac{f}{ph} - \frac{M}{pL} - \frac{1}{Cr},$$

il viendra :

$$\begin{aligned} \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \mu &= \frac{Cr^2 - L}{CLr}, \\ \alpha_3 + \alpha_2 + \mu &= \frac{Cr^2 - L}{CLr} - \alpha_1, \\ \alpha_2 + \alpha_1 + \mu &= \frac{Cr^2 - L}{CLr} - \alpha, \\ \alpha_3 + \alpha_1 + \mu &= \frac{Cr^2 - L}{CLr} - \alpha_2, \end{aligned}$$

qui portés dans (11) donnent

$$\left\{\frac{\alpha_3 - \alpha_2}{\alpha_1} + \frac{\alpha_1 - \alpha_3}{\alpha_2} + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_3}\right\}\frac{Cr^2 - L}{CLr} = 0,$$

et par conséquent

$$L = Cr^2.$$

La formule de Pirani est donc indépendante de la self du balistique.

L'expression analytique de la décharge complète est, dans un cas quelconque

$$Q = z \frac{Cr^2 - L}{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 CLr}.$$

Portons dans cette formule les valeurs :

$$z = \frac{EkB}{ph}$$

$$\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 = -\frac{m}{prCL},$$

et il viendra :

$$Q = \frac{EkB}{mh}(L - Cr^2).$$

On trouve cette même expression, quand on néglige la *self* du balistique.

A la fin du temps t la décharge sera

$$L = -\left\{(\alpha_3 - \alpha_2) e^{\alpha_1 t} + (\alpha_1 - \alpha_3) e^{\alpha_2 t} + (\alpha_2 - \alpha_1) e^{\alpha_3 t}\right\},$$

si la relation de Pirani a lieu.

Nous ne pouvons plus regarder la décharge comme simplement oscillante, si deux racines sont imaginaires.

Otto de A. Silva.

LES VOITURES ÉLECTRIQUES

Dans un article publié il y a deux ans (1), nous avons développé un certain nombre d'idées générales relatives aux voitures électriques et nous avons énuméré les diverses solutions adoptées dans l'établissement de ces véhicules : nous nous proposons aujourd'hui de donner quelques détails sur ces solutions et d'étudier très rapidement la construction des voitures des différents systèmes. Auparavant, nous ajouterons quelques mots pour indiquer la situation actuelle de l'électromobilisme et compléter notre dernier article.

En France, les progrès réalisés dans la construction des moteurs à pétrole ont permis d'établir des voitures souples, silencieuses, ne trépidant pas, et laissant échapper peu de mauvaises odeurs. Le service de fiacres automobiles, établi dans Paris avec un tarif taximétrique assez élevé pour être rémunérateur, semble donner de bons résultats d'exploitation : il jouit, en tout cas, de la faveur du public. Des entreprises de location au mois de voitures à pétrole, fondées tout récemment, ont eu immédiatement une clientèle si nombreuse qu'elles n'ont pu satisfaire à toutes les demandes. La voiture à pétrole qui, il y a trois ans à peine, ne pouvait être considérée que comme une voiture de tourisme, est donc devenue aussi une voiture de ville commode et élégante, très appréciée du public parisien. Or, la voiture électrique, qui ne peut et ne doit être qu'une voiture de ville et à qui toute application au tourisme est interdite, avait une raison d'être à cause de sa propreté, de son élé-

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLII, 14 janvier 1905, page 45.

gance, et de son confort que ne présentait pas la voiture à pétrole : aujourd'hui, sa raison d'être est bien près de disparaître, pour ne pas dire qu'elle a complètement disparu.

En Allemagne, les conditions ne sont pas les mêmes. D'une part, les voitures à pétrole sont moins perfectionnées et le public n'y a pas encore pris goût. D'autre part, à Berlin, on a refusé aux véhicules à pétrole le tarif taximétrique majoré accordé aux électromobiles, sous le prétexte des mauvaises odeurs qui rendraient les rues de la ville inhabitables si tous les fiacres fonctionnaient à l'essence. Enfin, les règlements de police sont peu favorables à l'emploi de voitures à pétrole. Ces différentes raisons ont déterminé un mouvement en faveur de la voiture électrique, et de gros capitaux ont été engagés dans l'exploitation de fiacres accumobiles. Il est à craindre que les résultats obtenus dans cette exploitation ne répondent point aux espérances des promoteurs.

En Amérique, où les réseaux de tramways offrent au public une très grande commodité et rapidité de transport, la question des voitures de ville est peu importante. Les véhicules industriels seuls offrent de l'intérêt et, comme le moteur à pétrole est beaucoup moins perfectionné qu'en France, on emploie un nombre relativement grand de camions ou de voitures de transport électriques.

En ce qui concerne les accumulateurs, la situation ne s'est pas modifiée. On emploie généralement, pour des voitures de 1 500 à 1 600 kilogrammes, des batteries de 500 à 600 kilogrammes en moyenne permettant d'emmagasiner 10 à 12 kilowatts-heure environ. Le véhicule peut donc marcher pendant trois heures environ, après quoi il rentre faire recharger sa batterie, ou bien il reste en panne. Les plaques d'accumulateurs n'ont pas fait l'objet d'améliorations importantes.

En ce qui concerne le prix de revient, établi à la fin de notre dernière étude, nous signalerons d'abord qu'une interversion de lignes a fait mettre (p. 54) 90 francs par mois pour le garage, lavage et graissage, et 60 francs par mois pour les pneumatiques. C'est l'inverse qu'il faut lire : 60 francs pour le garage, etc., et 90 francs pour les pneumatiques (3 francs par jour). Ce chiffre est d'ailleurs beaucoup trop faible. Un grand nombre de résultats d'exploitation ont montré qu'il faut compter au moins 6 francs par jour (180 francs par mois) pour les pneumatiques et les antidérapants d'une voiture faisant un service régulier. Pour les dépenses afférentes aux accumulateurs, nous étions arrivés, dans nos calculs (p. 53) à une dépense de 167 fr. 50 par mois (ou 5 fr. 50 par jour) pour l'entretien et le renouvellement de la batterie d'une voiture. Nous connaissons des résultats d'exploitation, obtenus avec des accumulateurs robustes, où cette dépense a pu être abaissée à 137 francs par mois (4 fr. 50 par jour). Nos calculs étant basés sur l'emploi de batteries d'accumulateurs très légers, on peut considérer que la concordance est bonne. D'ailleurs, les économies que permet de réaliser l'adoption d'accumulateurs robustes sont partiellement contre-balancées par l'augmentation des dépenses d'entretien des pneumatiques qui, portant un poids de 5 à 6 °/₀ plus élevé, s'usent un peu plus vite.

Reprenant la classification artificielle que nous avons adoptée dans notre dernier article, nous étudierons les différents véhicules dans l'ordre suivant :

I. — *Voitures à deux moteurs et sans différentiel.*

1° Deux moteurs entraînant les roues d'avant, soit directement, soit par engrenages ;

2° Deux moteurs entraînant les roues d'arrière, soit directement, soit par engrenages ;

3° Quatre moteurs entraînant chacun une roue soit directement, soit par engrenages ;



4° Un moteur double à deux induits distincts placés dans un même inducteur, les induits entraînant chacun une roue arrière par l'intermédiaire d'engrenages ou de chaînes.

II. — *Voitures à un moteur et à différentiel.*

1° Un moteur attaquant les roues d'avant, placé soit sur l'essieu avant, soit sous une cheville ouvrière, soit sur le siège de la voiture :

2° Un moteur placé vers l'avant ou le milieu des châssis et attaquant l'essieu différentiel arrière par l'intermédiaire d'un arbre longitudinal à cardans et d'un engrenage d'angle ;

3° Un moteur fixé vers l'arrière du châssis et entraînant les roues arrière par l'intermédiaire de chaînes ;

4° Un moteur fixé à l'essieu arrière et entraînant les roues arrière par des engrenages simples ou doubles.

I. — Voitures a deux moteurs.

1° *Deux moteurs entraînant les roues d'avant, soit directement, soit par l'intermédiaire d'engrenages.*

Voitures Lohner-Porsche. — Ces véhicules, construits à Vienne, sont munis de deux moteurs série placés dans les roues d'avant avec lesquelles ils font corps. Les détails de construction d'une roue avant motrice et directrice sont visibles sur les figures 1 et 2. L'inducteur intérieur comprend douze ou quatorze pôles P, fixés sur un anneau A calé sur la cloche creuse D qui forme fixée d'essieu avant et dans laquelle passe le pivot de l'essieu E. Les bobines inductrices I en gros fil carré sont de forme pyramidale, avec la grande base tournée vers la périphérie, de façon à utiliser le plus complètement possible l'espace disponible. L'induit extérieur fait corps avec la roue elle-même, et ses tôles sont fixées dans une carcasse en acier coulé qui porte, venus de fonderie, les rais R de la roue. Cette carcasse enveloppe complètement le moteur : d'un côté la flasque F qui fait corps avec elle repose sur le roulement à billes B enfilé sur la cloche formant fusée d'essieu ; de l'autre côté, la flasque amovible C repose sur le roulement à billes B′, enfilé sur le bout de la fusée. Cette flasque C porte sur sa face extérieure un collecteur plat en disque L, sur lequel appuient douze ou quatorze balais M, tenus par les porte-balais O. L'induit porte un enroulement

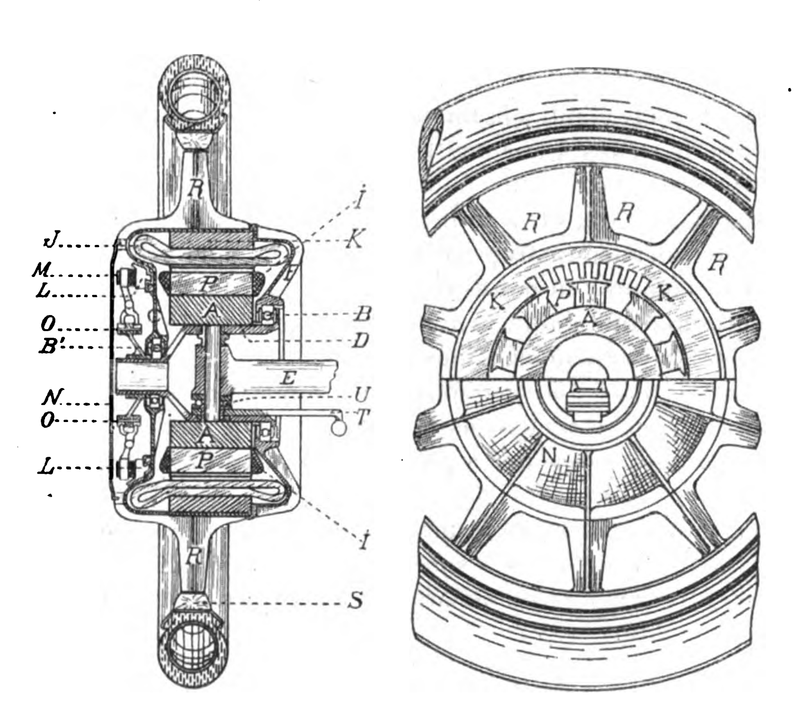


Fig. 1 et 2. — Vue d'un moteur Lohner-Porsche.

en tambour dont les bobines sont placées dans des encoches ouvertes visibles sur la figure 2. Les jonctions de ces bobines avec le collecteur L passent en J à travers des ouvertures ménagées dans la flasque amovible C. Le collecteur et les porte-balais, que supporte un anneau fixé sur le bout de la fusée, sont protégés par une tôle emboutie N formant couvercle et pénétrant dans deux rainures pleines de graisse, assurant l'étanchéité indispensable : ce couvercle est maintenu en place par un certain nombre de vis.

Comme on le voit sur la figure 1, le poids supporté par l'essieu E est transmis à la roue par une portée de billes U. Le pivot autour duquel s'effectue la rotation est disposé de telle sorte que le point de pivotement sur le sol coïncide exactement avec la projection du centre de la roue. Grâce à ce dispositif, la direction est très douce, et il n'y a pas de danger que la voiture tourne sur elle-même en cas d'arrêt brusque de l'un des deux moteurs par suite d'un fil rompu ou d'un mauvais contact, comme cela aurait lieu si le point de pivotement sur le sol était à une certaine distance de la projection du centre de la roue.

Les moteurs Lohner-Porsche sont établis pour des puissances de 3, 5 et 10 chevaux : leur vitesse de rotation normale est comprise entre 150 et 200 tours par minute. Les moteurs de 3 et 5 chevaux fonctionnent sous 80 volts (40 ou 42 éléments d'accumulateurs), et les moteurs de 10 chevaux sous 160 volts (84 à 88 éléments). Le rendement au frein, indiqué par les constructeurs, est de 85 °/₀ à la vitesse de rotation de 200 tours par minute.

Les différentes vitesses de marche sont obtenues par des connexions série-parallèle des deux demi-batteries, des induits et des inducteurs. Ces connexions sont les suivantes :

1° Les deux demi-batteries en parallèle ; les induits et les inducteurs en série ; une résistance de démarrage en circuit ;

2° Mêmes connexions, la résistance de démarrage étant mise en court-circuit ;

3° Les deux demi-batteries en série ; les induits et les inducteurs en série ;

4° Les deux demi-batteries en série ; les induits en parallèle ; les inducteurs en série ;

5° Les deux demi-batteries en série ; les induits en parallèle ; les inducteurs en parallèle.

Ces différents couplages sont obtenus par la manœuvre d'un combinateur métallique placé sous les pieds du mécanicien et commandé par un levier à main vertical. Outre les positions de marche, cet appareil présente une position de freinage électrique pour laquelle les moteurs, fonctionnant en génératrices, sont fermés sur la résistance de démarrage. Un interrupteur-inverseur, placé à la portée du mécanicien, permet soit d'interrompre complètement le circuit, soit d'inverser le courant dans les induits des moteurs, de façon à pouvoir réaliser en marche arrière les mêmes vitesses qu'en marche avant.

Les deux demi-batteries sont placées l'une à l'avant, l'autre à l'arrière de la voiture.

Voiture Krieger. — Dans ces véhicules, chaque roue d'avant est entraînée, par l'intermédiaire d'une simple réduction d'engrenages, par un moteur fixé rigidement à la fusée d'essieu. La figure 3 montre ce mode de montage et la figure 4 représente un moteur fixé à une fusée d'essieu. La fusée d'essieu est formée par une cloche D à l'intérieur de laquelle est disposé le pivot [1]. Cette cloche porte la couronne intérieure d'un roulement à billes B dont la couronne extérieure est fixée à la roue R. Un second roulement à billes B', de plus petit diamètre, est placé sur le bout de la fusée. Le moteur M porte de solides goujons, fixés dans la carcasse en acier coulé, et boulonnés sur la partie inférieure de la cloche D soigneusement dressée ainsi que la portion correspondante de la carcasse du

(1) Comme dans les voitures précédentes, le point de pivotement sur le sol coïncide avec la projection du centre de la roue.



moteur. Une queue de centrage Q, portée par cette dernière, pénètre dans un logement tourné à cet effet dans la pièce D, de façon à assurer une mise en place exacte et un écartement rigoureux entre les axes du moteur et de la roue.

La transmission du mouvement du moteur à la roue est effectuée par un engrenage composé d'un petit pignon P et d'une couronne dentée C. Le pignon et la couronne sont en acier mangano-siliceux et portent une denture hélicoïdale : ils sont enfermés dans un carter plein de graisse qui les met à l'abri de l'eau et de la poussière. La couronne dentée est fixée au moyeu de la roue : quant au pignon P, son mode de clavetage sur l'arbre du moteur est un peu particulier et a permis de réduire au minimum le diamètre des engrenages. Ce mode de clavetage est le suivant : le pignon plein porte une queue conique qui pénètre dans un trou correspondant foré dans l'axe de l'arbre du moteur : une petite clavette est interposée entre la queue conique et la partie intérieure de l'arbre, et une longue vis, qui traverse axialement le pignon et la queue, permet de maintenir entre celle-ci et l'arbre un serrage énergique. On voit nettement sur la figure 4 la goupille transversale qui pénètre dans la tête de cette vis, munie à cet effet d'encoches, pour l'empêcher de se dévisser. Grâce à cette disposition, on a pu obtenir un rapport d'engrenages de 1/8,3 environ, tout en ayant une couronne dentée de diamètre relativement faible, dont la présence ne nuit pas à l'élégance de la roue.

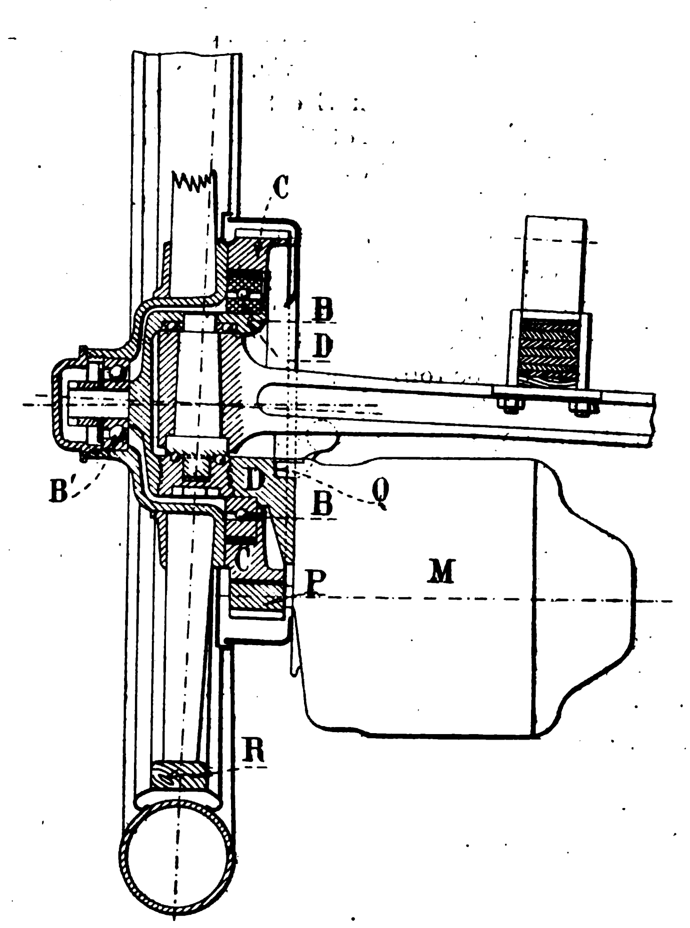


Fig. 3. — Montage d'un moteur sur une roue d'avant (voitures Krieger).

Les moteurs Krieger sont compound et tétrapolaires : la carcasse inductrice en acier coulé enferme tout le moteur et porte quatre pôles rapportés et maintenus en place par des vis. Deux d'entre eux sont bobinés ; les deux autres sont conséquents. Les masses polaires sont feuilletées. La figure 4 montre la forme générale de la carcasse inductrice. L'induit en tambour porte un bobinage série. Le collecteur comporte un grand nombre de lames (autant de lames que de spires sur l'induit) afin de présenter une bonne commutation dans toutes les conditions de fonctionnement. Deux balais, calés à 90° l'un de l'autre, frottent sur le collecteur. En grande vitesse (40 kilomètres à l'heure) les moteurs tournent à la vitesse de rotation de 2000 tours par minute environ, les roues ayant 875 millimètres de diamètre.

Les différentes vitesses de marche, au nombre de huit, sont obtenues par des couplages



série-parallèle des demi-batteries, des induits, des inducteurs série et des inducteurs shunt. Ces couplages sont les suivants :

Marche arrière. — Batteries en parallèle ; induits en série avec connexions inversées ; excitation maxima.

Frein électrique. — Batteries en parallèle ; induits en court-circuit; excitation shunt seule.

Charge ou arrêt. — Batteries en série ; induits et inducteurs coupés.

1re vitesse. — Batteries en parallèle ; induits en série; excitation compound.

2e vitesse. — Batteries en parallèle ; induits en série ; excitation série seule.

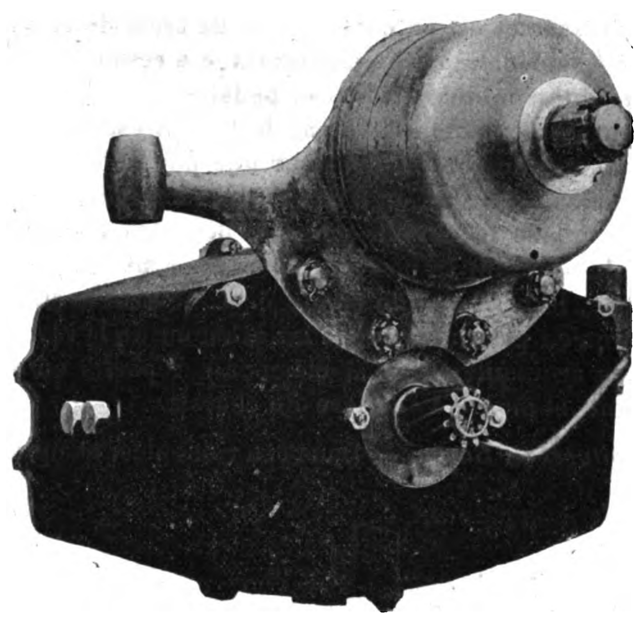


Fig. 4. — Vue d'une fusée d'essieu avec son moteur (voitures Krieger).

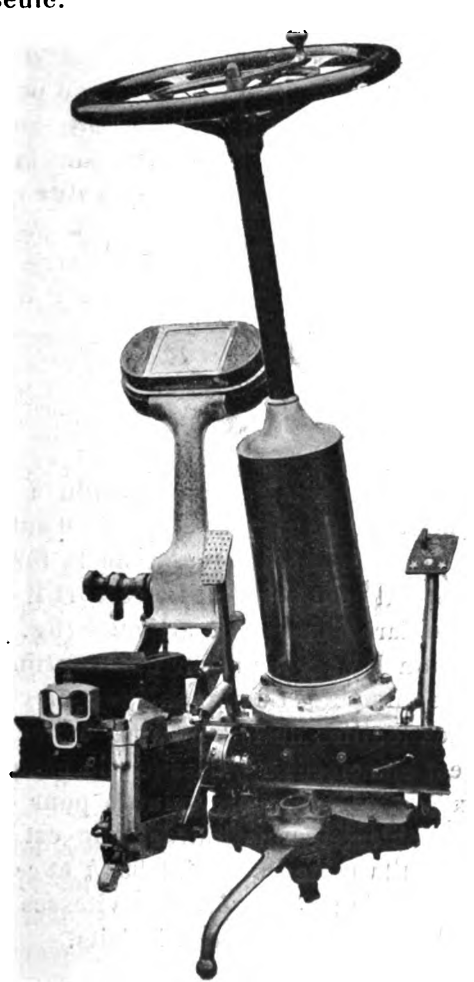


Fig. 5. — Vue de la direction, du combinateur et du démarreur (voitures Krieger).

3e vitesse et récupération. — Batteries en parallèle ; induits en série ; excitation shunt seule.

4e vitesse. — Batteries en série ; induits en série ; excitation compound.

5e vitesse. — Batteries en série ; induits en série ; excitation série seule.

6e vitesse et récupération. — Batteries en série ; induits en série ; excitation shunt seule.

7e vitesse. — Batteries en série ; moteurs en parallèle ; excitation compound.

8e vitesse. — Batteries en série ; moteurs en parallèle ; excitation série seule.

Le combinateur, qui effectue les différents couplages, est placé à la base de la tige de direction sur laquelle il est enfilé (fig. 5). Il se compose d'un cylindre de bois à plots de contact en cuivre qu'entraîne, par un renvoi inférieur, une tige placée à l'intérieur du tube de direction et commandé par une manette : celle-ci est disposée sur le volant et est d'un maniement facile.

Outre le combinateur, on a intercalé dans le circuit général un démarreur commandé par une pédale. Cet appareil comprend une résistance de valeur variable formée d'une bande de ferro-nickel de section décroissante repliée sur elle-même en zigzag : les zigzags successifs sont séparés entre eux par des lames de mica, et

tout l'ensemble forme une masse compacte rectangulaire serrée dans un cadre en aluminium dont elle est isolée par du mica. Sur l'une de ses faces latérales, une partie de cet ensemble est dressée et est en contact avec un balai de cuivre : ce balai est porté par un bras mobile relié à la pédale par un encliquetage à ressort. La figure 5, qui donne une vue de la direction, du combinateur et des pédales, laisse voir nettement la façon dont est établie et disposée la résistance. Quand la pédale est abaissée, le circuit est coupé. Après avoir mis la manette du combinateur sur une position de marche, on laisse remonter graduellement la pédale, sous l'action d'un ressort : la résistance de démarrage est d'abord intercalée tout entière dans le circuit, puis est peu à peu court-circuitée, et n'intervient plus quand la pédale a atteint sa position normale. Une fois en marche, si le mécanicien appuie sur la pédale, le bras mobile rompt brusquement le circuit, dont la continuité ne peut être rétablie qu'en passant par tous les échelons de la résistance.

Les accumulateurs (44 éléments), répartis en deux demi-batteries, sont placés moitié à l'avant, et moitié à l'arrière du châssis.

Voitures G. Hagen. — Dans ces véhicules, chaque roue avant est entraînée par un moteur,

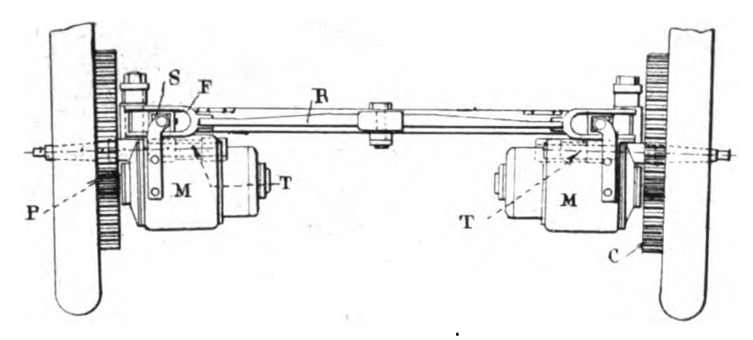


Fig. 6. — Montage des moteurs sur l'essieu avant (voitures G. Hagen).

d'après le montage indiqué par les figures 6 et 7. Chaque moteur M est suspendu à un ressort plat R par une pièce S glissant dans une fourchette F. Le moteur s'appuie d'autre part sur une tige T, placée dans le prolongement de la fusée de la roue, et autour de laquelle il peut osciller. Le ressort R est relié à l'essieu E par l'intermédiare d'une pièce articulée (fig. 7). Chaque moteur porte un pignon P engrenant sur une couronne dentée C fixée à la roue correspondante. Le pignon P est en cuir vert aggloméré armé par des feuilles de laiton, pour éviter le bruit : la couronne dentée est en acier. La puissance de chaque moteur est de 2,5 chevaux à 2 000 tours par minute pour les voitures de ville ; pour les véhicules plus lourds, elle est de 4 chevaux à 1 400 tours par minute. Le rendement des petits moteurs atteint 85 °/₀ et celui des gros 87 °/₀. Les moteurs sont excités uniquement en série ; les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages série-parallèle des inducteurs et des induits.

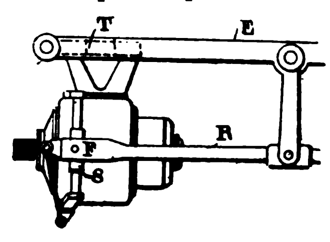


Fig. 7.

2° *Deux moteurs entraînant les roues d'arrière, directement ou par l'intermédiaire d'engrenages.*

Voitures Mercédès électriques. — La Société Lohner-Porsche, ayant fusionné tout récemment



avec la Daimler Motoren Gesellschaft, de Cannstadt, la nouvelle Société construit des voitures nommées « Mercédès électriques ».

Ces véhicules sont identiques aux anciennes voitures Lohner-Porsche, à la différence près que les moteurs font corps avec les roues arrière et non plus avec les roues avant. La construction des moteurs est identiquement la même, sauf que la couronne inductrice A (fig. 1) est calée sur la fusée ordinaire de l'essieu arrière au lieu d'être fixée sur une fusée creuse à pivot. Les constructeurs ont apporté cette modification à leurs véhicules pour deux raisons: d'une part à cause d'une question de mode ; d'autre part parce que, dans les exploitations de fiacres automobiles de tous genres, on a constaté que les avaries accidentelles provenant des chocs arrivent presque toujours aux roues d'avant.

Voitures Électromotion. — Dans ces véhicules, les moteurs font corps avec les roues arrière, comme le montre la figure 8.

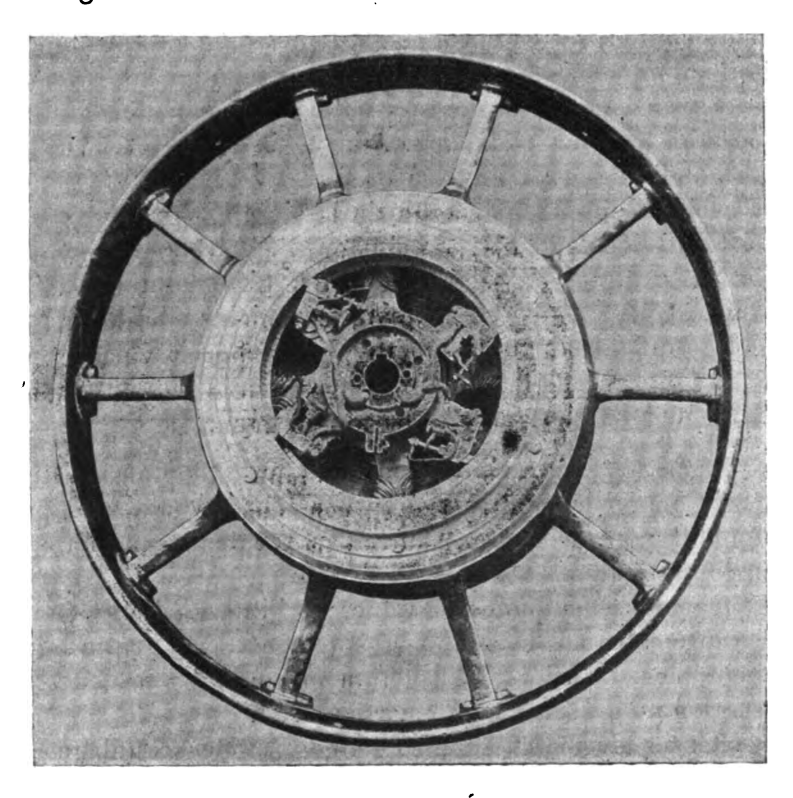


Fig. 8. — Vue d'un moteur Électromotion.

Le système inducteur intérieur comprend dix pôles fixés radialement sur un anneau en acier coulé ; celui-ci est claveté sur la fusée d'essieu conique. Chaque pôle porte une bobine inductrice de forme pyramidale composée de six enroulements distincts. Les enroulements correspondants des dix bobines sont reliés en série et forment six circuits inducteurs distincts. Les circuits 1 et 2, par exemple, sont établis en fil d'une section déterminée, les circuits 3 et 4 en fil plus fin, et les circuits 5 et 6 en fil encore plus fin. Ces différents circuits sont reliés au combinateur.

L'induit est extérieur : ses tôles sont fixées dans une carcasse en acier coulé sur laquelle sont venus de fonderie les rais de la roue. Cette carcasse est fermée, du côté extérieur,



par un couvercle démontable en aluminium. Le collecteur cylindrique est creux; les balais en charbon frottent sur sa surface intérieure.

Au lieu d'un balai positif et d'un balai négatif, les constructeurs emploient une paire de balais positifs et une paire de balais négatifs, les deux balais d'une même paire étant placés chacun sur l'un des bords de la zone neutre et étant reliés métalliquement ensemble. Les deux portions de l'induit qui se trouvent dans la zone neutre sont ainsi court-circuitées par ces jonctions métalliques, et ne sont parcourues que par des courants de très faible intensité, ce qui limite l'échauffement (1).

La vitesse de rotation normale d'un moteur est d'environ 130 tours par minute, et le rendement indiqué par les constructeurs est de 83 %.

Les deux moteurs d'une voiture sont reliés invariablement en série. Tous les accumulateurs sont groupés invariablement en tension (80 volts). Les différentes vitesses de marche sont obtenues par modification du nombre d'ampère-tours inducteurs. Au démarrage, les six circuits inducteurs sont en série et produisent le maximum de flux: leur résistance totale intervient pour limiter l'intensité du courant. Pour augmenter la vitesse, on court-circuite successivement un certain nombre de circuits inducteurs, afin de réduire le flux, en commençant par les circuits les plus résistants. A la vitesse maxima, il ne reste plus, pour la production du flux, que l'un des circuits à gros fil.

Le combinateur est très simple, par suite de la simplicité et du petit nombre des couplages à effectuer. Contrairement aux combinateurs généralement employés, il comporte un cylindre fixe et un groupe de balais tournants. L'ensemble, protégé par une enveloppe en aluminium, est placé sous les pieds du mécanicien : le déplacement des balais est commandé par une tige qu'entraîne une manette placée sous le volant de direction.

Les accumulateurs sont répartis dans deux coffres placés l'un à l'avant, l'autre à l'arrière du véhicule (24 éléments à l'arrière et 20 à l'avant en général).

Voitures Gallia — Dans ces voitures, les deux moteurs attaquent les roues par l'intermédiaire d'engrenages. Comme le montre la figure 9, chaque moteur repose d'une part sur l'essieu autour duquel il peut osciller, et d'autre part sur des ressorts à boudin soutenus par une tige de suspension articulée.

Chaque moteur tétrapolaire compound entraîne, par l'intermédiaire d'un pignon P en acier, une couronne C en fibre calée sur la roue correspondante. Les dentures du pignon et de la couronne sont hélicoïdales. La vitesse de rotation normale des moteurs est d'environ 1 800 tours ; leur construction ne présente pas de particularité.

Les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages de demi-batteries, d'induits et d'inducteurs analogues à ceux qui ont été expliqués à propos de la voiture Krieger. En première vitesse (demi-batteries en parallèle et induits en série), une résistance

(1) Primitivement, ce dispositif n'était pas destiné à limiter l'échauffement de l'induit. Dans leur brevet n° 321 206 de mai 1902, MM. Balachowski et Caire le décrivent comme « permettant de transformer l'effort démagnétisant de l'induit en effort magnétisant ». Ils invoquent, à l'appui de cette invention, les considérations suivantes : Dans un moteur, on est conduit, pour avoir une bonne commutation, à caler les balais en arrière de la zone neutre (dans une génératrice, on est conduit à les caler en avant) : dans ces conditions, la réaction d'induit tend à affaiblir le flux inducteur. Si l'on adoptait le calage inverse (c'est-à-dire en avant de la ligne neutre dans les moteurs et en arrière de la ligne neutre dans les génératrices), la réaction d'induit tendrait à renforcer le flux inducteur, mais la commutation serait mauvaise. Pour la rendre bonne, il suffit de placer en avant de la zone neutre un autre système de balais reliés aux précédents par des conducteurs de résistance convenable. Grâce à cet artifice on peut, en déplaçant l'un et l'autre système de balais « annuler l'effort démagnétisant ou le rendre progressivement magnétisant, c'est-à-dire rendre la machine compound ou hypercompound, ou même obtenir une machine fonctionnant sans enroulement sur les inducteurs » !



de démarrage est intercalée dans le circuit. A toutes les autres vitesses, cette résistance est mise hors circuit. Un rhéostat, commandé par une pédale, permet au mécanicien de ralentir la marche à tout moment, quelle que soit la position du combinateur, et sans toucher à celui-ci. Le combinateur est formé d'un cylindre de bois portant des plots en cuivre ; il est placé sous les pieds du mécanicien et est commandé au moyen d'une manette placée sous le volant de direction.

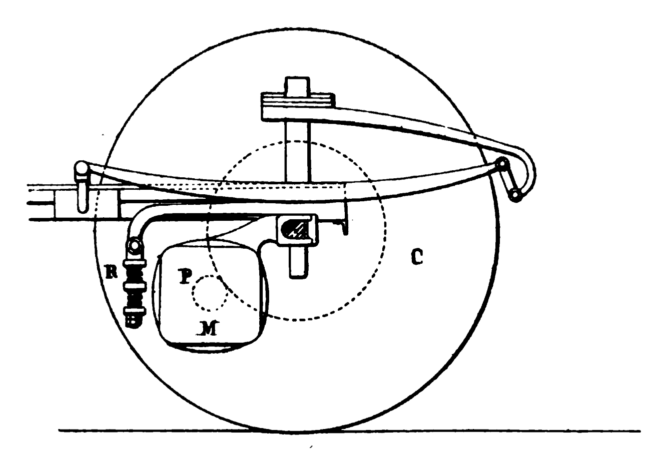


Fig. 9. — Montage d'un moteur sur la roue arrière (voitures Gallia).

Voitures Scheele. — Ces véhicules sont aussi munis de deux moteurs commandant les roues arrière par l'intermédiaire d'engrenages. Les moteurs sont fixés rigidement à l'essieu arrière ; chacun d'eux porte un pignon en acier qui engrène sur une couronne dentée en acier fixée sur la roue correspondante. La denture est hélicoïdale et le rapport des engrenages est d'environ 1/8,3 (12 et 100 dents). Le pignon et la couronne sont complètement enfermés dans un carter étanche rempli de graisse. Les moteurs sont munis seulement d'une excitation série : les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages série-parallèle des deux demi-batteries, des induits et des inducteurs. Le combinateur est placé sous les pieds du mécanicien et est entraîné par une manette placée sous le volant de direction.

3° *Quatre moteurs entraînant chacun une roue soit directement, soit par l'intermédiaire d'engrenages.*

Voitures Holson. — L'emploi de quatre moteurs sur un véhicule électrique ne se justifie que s'il s'agit de remorquer des poids très lourds, c'est-à-dire sur des camions ou des omnibus de ville. La Société Holson Motor Patents C° construit des camions dont chaque roue porte un moteur faisant corps avec elle. La batterie est suspendue sous le châssis : le poids de la charge utile est de quatre tonnes.

Chaque moteur a une puissance de 3 chevaux environ. Les collecteurs sont disposés vers l'intérieur et sont très facilement accessibles. Les quatre roues sont directrices et pivotent quand on manœuvre le volant de direction, ce qui permet au camion de tourner dans un espace relativement restreint. Les différentes vitesses sont obtenues par des couplages série-parallèle des induits et des inducteurs série.

Voitures de la Commercial Vehicle C°. — La ville de Détroit (Michigan) possède un service d'omnibus électriques à impériale, transportant cinquante personnes à la vitesse de 24 kilomètres à l'heure. Chaque roue est entraînée, par l'intermédiaire d'engrenages en acier, par un moteur série de 3 chevaux et demi. Ces moteurs sont établis pour 160 volts (80 éléments d'accumulateurs) et sont montés entièrement sur billes; les roues qu'ils entraînent sont montées sur des paliers à rouleaux. Des couplages série-parallèle des induits et des inducteurs des moteurs permettent d'obtenir six vitesses de marche en avant et en arrière.

La batterie de chaque omnibus est suspendue sous le milieu du châssis et comprend 80 éléments de 375 ampère-heures : elle pèse 2 tonnes. Le véhicule complet en ordre de

marche pèse 7 tonnes ; avec les voyageurs, il pèse 10 tonnes. L'empattement est de 4m,25. La direction est assurée par des moyens électriques consistant en connexions convenables des moteurs des roues avant. Dans un essai récent, on a mené l'un de ces omnibus, chargé de 7 tonnes de ferraille, dans un chemin de terre où les roues enfonçaient de dix centimètres. Les quatre moteurs ont absorbé 350 ampères sous 140 volts et aucune partie de l'équipement n'avait souffert, au bout de dix minutes, de ce régime qui correspond à une puissance totale de 60 à 65 chevaux.

4° Un moteur double à deux induits distincts placés dans un même inducteur, les deux induits entraînant chacun une roue arrière par l'intermédiaire d'une chaîne.

Voiture Mildé. — Cette solution n'a été adoptée que dans la voiture Mildé et a été décrite déjà avec suffisamment de détails à propos des voitures postales électriques [1].

II. — Voitures a un moteur et a différentiel.

1° Un moteur attaquant les roues d'avant, placé, soit sur l'essieu avant, soit sous une cheville ouvrière, soit sur le siège de la voiture.

Voiture Janteaud. — Dans le dernier type de véhicule électrique qu'il a construit, M. Janteaud a adopté un système d'essieu avant moteur à pivots directeurs. La figure 10 donne

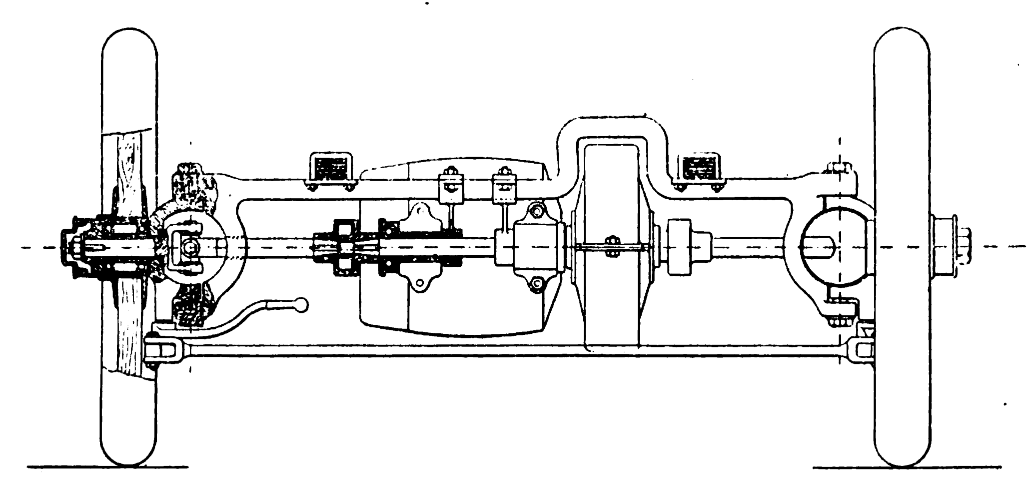


Fig. 10. — Essieu avant avec roues motrices et direction (voitures Janteaud).

une vue de cet essieu. Le moteur s'appuie d'une part sur l'essieu, d'autre part sur une tige à ressorts fixée au châssis. Il attaque, par un pignon à double denture hélicoïdale, une couronne dentée clavetée sur un différentiel ; le rapport des engrenages est de 1/6,75. Ce différentiel, enfermé dans un carter, entraîne deux arbres qui portent chacun deux joints à la cardan et commandent les roues avant directrices et motrices. La disposition des fusées d'essieu et des pivots de ces fusées est nettement visible sur la figure 10 : on voit que les joints à la cardan extrêmes sont placés chacun dans le plan du pivot de la roue correspondante, de telle sorte que la direction soit très sûre et très douce.

Le moteur est tétrapolaire et compound : il a une puissance de 3,5 à 4 chevaux pour une

[1]) *Éclairage Électrique*, tome XLI, 3 décembre 1904, page 369.



vitesse de rotation normale de 1 200 tours par minute. Le réglage de la vitesse de marche est assuré par deux organes indépendants ; un appareil de démarrage et de freinage, et un combinateur. Le premier est commandé par une pédale : il consiste en un cylindre de bois portant des contacts en cuivre. Quand on abaisse la pédale, la rotation de ce cylindre détermine l'introduction de résistances de valeur croissante dans le circuit principal, puis coupe finalement ce circuit : la vitesse de la voiture diminue donc progressivement. Si l'on continue à abaisser la pédale, la rotation du cylindre ferme le circuit de l'induit sur des résistances de valeur décroissante, ce qui produit un freinage électrique de plus en plus énergique. Le combinateur est commandé par un levier vertical ; il permet d'obtenir cinq vitesses : pour les deux premières, les deux demi-batteries sont connectées en parallèle ; pour les trois suivantes, elles sont groupées en tension. Aux première et troisième vitesses, l'excitation compound du moteur produit le maximum de flux ; aux deuxième, quatrième et cinquième vitesses, l'inducteur série est shunté par une résistance de valeur variable. Dans la dernière voiture construite, le combinateur, outre la position zéro pour la charge et la position de marche arrière, ne comprend plus que deux positions de marche, correspondant au couplage des demi-batteries en parallèle ou en série ; les différentes vitesses sont obtenues par un shuntage graduel de l'inducteur série ; ce shuntage est produit par la manœuvre d'une manette placée sur le volant.

Les deux demi-batteries d'accumulateurs sont placées, l'une à l'avant, l'autre à l'arrière de la voiture.

Voiture Électroluxe. — Ce véhicule est muni d'une cheville ouvrière sous la partie inférieure de laquelle est fixé le moteur, qui prend part à tous les déplacements de l'avant-train. L'induit du moteur entraîne un différentiel dont le mouvement est transmis aux roues d'avant par deux petits arbres munis de joints à la cardan. Chacun de ces arbres entraîne un pignon engrenant avec une couronne dentée fixée à la roue correspondante ; le pignon est en cuir vert et la couronne en acier ; la denture est hélicoïdale. L'arbre du pignon de chaque engrenage tourne dans des roulements à billes que porte le carter fermé fixé à l'essieu ; cet arbre, soutenu à ses deux extrémités, ne travaille jamais en porte à faux et le pignon fonctionne dans de bonnes conditions.

Le moteur électrique compound possède un enroulement inducteur shunt prédominant dont on fait varier progressivement le courant d'excitation entre un maximum et zéro pour obtenir les différentes vitesses, les accumulateurs étant groupés invariablement en tension. Le moteur a été étudié en vue d'une bonne commutation malgré les variations importantes de flux.

Les appareils de réglage de la vitesse se réduisent à un démarreur et à un rhéostat plus ou moins fractionné intercalé dans le circuit des bobines inductrices shunt du moteur. Étant donnée la faible intensité du courant qui traverse ce circuit, même à pleine excitation, le rhéostat de réglage peut être simple et peu volumineux. L'emploi d'une excitation shunt prédominante permet de faire de la récupération sur toutes les vitesses de marche (1), automatiquement et indépendamment de la volonté du conducteur.

La batterie d'accumulateurs est répartie en deux coffres placés l'un à l'avant, l'autre à l'arrière de la voiture.

Voitures de la Société Française des Électromobiles. — Des voitures construites il y a quelques années par cette compagnie, et employées encore actuellement, sont établies avec cheville

(1) Sauf sur la dernière, où l'enroulement inducteur série seul est en circuit.



ouvrière et essieu avant moteur. Le moteur, à arbre vertical, est placé sur le siège, devant les pieds du mécanicien; la position de l'induit par rapport aux inducteurs est telle que celui-ci soit un peu soulevé en fonctionnement, afin de décharger le palier inférieur. Ce moteur attaque une couronne dentée ayant même centre de rotation que la cheville ouvrière; cette couronne entraîne un arbre vertical qui, par un engrenage d'angle, commande le différentiel embroché sur l'essieu avant. La construction de cet essieu est identique à celle des essieux arrière des voitures actuelles de la même Société, dont il va être question.

2° *Un moteur placé vers l'avant ou le milieu du châssis et attaquant l'essieu différentiel arrière par l'intermédiaire d'un arbre longitudinal à cardans et d'un engrenage d'angle.*

Voitures de la Société française des électromobiles. — Dans ces voitures, le moteur est placé sous les pieds du mécanicien (fig. 11) et entraîne, par l'intermédiaire d'une chaîne silencieuse, un arbre longitudinal qui attaque l'essieu différentiel arrière. Celui-ci tourne dans deux paliers, sur lesquels reposent les ressorts de suspension du châssis, et qui sont placés aussi près que possible des roues pour éviter les flexions.

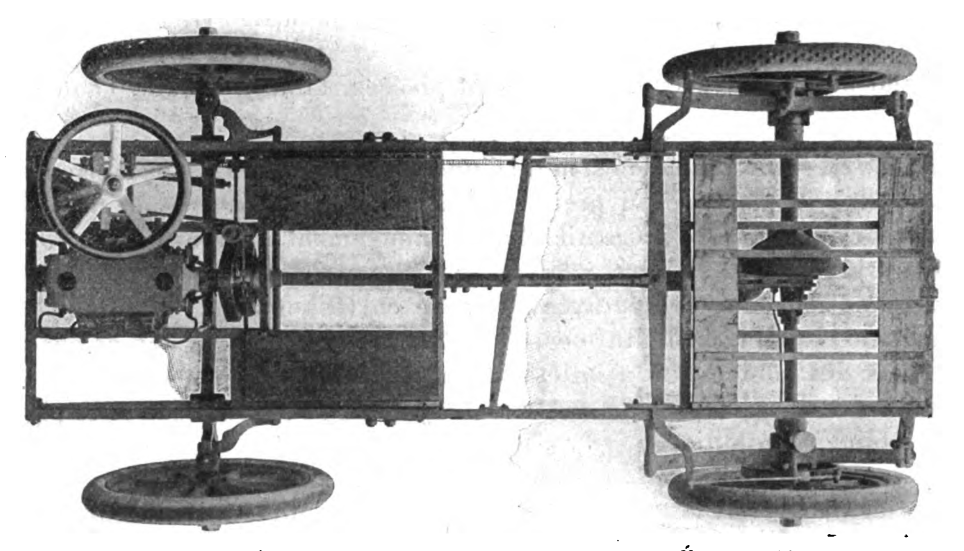


Fig. 11. — Vue d'un châssis de la Société française des Électromobiles.

Le moteur série est tétrapolaire. La position qu'il occupe sur la voiture le mettant à l'abri de l'eau et de la poussière, on a pu le laisser ouvert aux deux bouts, au lieu de le cuirasser, ce qui assure une bonne ventilation. Les inducteurs portent chacun deux bobines inductrices série : les bobines correspondantes des quatre inducteurs sont reliées en série et forment ainsi deux circuits inducteurs distincts aboutissant au combinateur. L'induit porte deux enroulements distincts aboutissant à deux collecteurs placés de part et d'autre du noyau. Sur chaque collecteur frottent des balais en charbon calés à 90°. La vitesse de rotation normale de ce moteur est élevée, grâce à la double démultiplication existant dans la transmission. La puissance normale du moteur est de 4 chevaux environ.

Comme cela a été dit, le moteur entraîne par une chaîne l'arbre horizontal à cardans. Celui-ci attaque l'essieu arrière formé d'une part d'un arbre plein allant d'une roue à l'autre et sur lequel est calée l'une des roues, et d'autre part d'un demi-arbre tubulaire enfilé sur le premier et sur lequel est calée l'autre roue. L'un des grands pignons du différentiel est



claveté sur l'arbre plein, et l'autre sur le demi-arbre creux : en alignement droit, ces deux arbres n'ont pas de mouvement relatif l'un par rapport à l'autre ; dans les virages, l'un des deux tourne par rapport à l'autre. L'arbre et le manchon passent chacun dans un palier sur lequel est fixé le ressort de suspension correspondant du véhicule. Le différentiel et l'engrenage d'angle sont enfermés dans un carter en aluminium.

Les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages série-parallèle des deux enroulements induits et des deux circuits inducteurs. Les accumulateurs sont toujours groupés invariablement en tension. Les différentes vitesses sont les suivantes :

1re vitesse. — Induits en série ; inducteurs en série ; une résistance de démarrage ;

2e vitesse. — Mêmes connexions, la résistance de démarrage étant supprimée ;

3e vitesse. — Induits en parallèle ; inducteurs en série ;

4e vitesse. — Induits en parallèle ; inducteurs en parallèle.

Pour le freinage, le moteur est fermé sur la résistance de démarrage sur laquelle il fonctionne en génératrice ; pour la marche arrière, le sens du courant est inversé dans les induits.

Le combinateur est placé sous le siège du mécanicien et est manœuvré par un levier vertical. La batterie d'accumulateurs est répartie en deux coffres placés l'un à l'avant, l'autre à l'arrière du véhicule. Ce dernier contient plus d'éléments que le premier.

Voitures Janteaud, Garcin-Renault, Mildé, Galiette. — Dans ces différentes voitures, le moteur est suspendu sous le châssis, à peu près vers le milieu de celui-ci, et entraîne directement un petit arbre longitudinal à cardans qui attaque, par un engrenage d'angle, l'essieu arrière

Dans les voitures Garcin-Renault, le moteur est compound et possède deux enroulements induits. Les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages série-parallèle des induits et par la mise en circuit des bobines shunt ou des bobines série : le démarrage et les vitesses de transition sont réalisés par l'insertion d'une résistance. Le combinateur est placé sous les pieds du mécanicien et est manœuvré par une manette disposée sur le volant de direction. La batterie d'accumulateurs est placée en partie à l'avant et en partie à l'arrière du châssis.

Dans les voitures Mildé, le moteur est compound et n'a qu'un seul enroulement induit : sa vitesse de rotation normale est de 900 tours environ et le rapport des pignons d'angle est de 1/6. L'essieu arrière est tubulaire et renferme le différentiel et les deux arbres qui entraînent les roues. Les différentes vitesses sont obtenues par des couplages série-parallèle des deux demi-batteries d'accumulateurs et par la mise en circuit de l'excitation compound, de l'excitation série seule ou de l'excitation shunt seule. Le combinateur est placé sous les pieds du mécanicien et est entraîné par une manette placée sous le volant. Les deux demi-batteries d'accumulateurs sont placées l'une à l'avant, l'autre à l'arrière de la voiture.

Dans les petites voitures Galiette, construites d'après la forme générale des voitures à pétrole avec un capot à l'avant dans lequel est dissimulée une demi-batterie d'accumulateurs, le combinateur, commandé par un levier vertical, ne donne que deux vitesses de marche, obtenues par couplage en parallèle ou en série des deux demi-batteries d'accumulateurs. Les vitesses intermédiaires sont obtenues par la manœuvre d'une pédale qui, comme dans la voiture Gallia, commande un rhéostat de résistance variable. La seconde demi-batterie est placée sous le siège de la voiturette.

3° *Un moteur fixé vers l'arrière du châssis et entraînant les roues arrière par l'intermédiaire de chaînes.*



Voitures Jenatzy, Janteaud, l'Équipage Électrique. — Ces différents véhicules ont été construits en 1898. Le moteur, fixé au châssis, entraîne par un engrenage un arbre muni d'un différentiel : cet arbre porte à ses extrémités deux pignons de chaînes. Les roues arrière sont supportées par un essieu ordinaire et sont entraînées chacune par une chaîne. En 1900 la Compagnie française des électromobiles construisit cent voitures de ce type pour un service de fiacres organisé par la Compagnie des Petites Voitures. Ces véhicules ont été décrits à cette époque avec suffisamment de détails pour qu'il soit inutile d'y revenir (*Éclairage Électrique*, 2 juillet 1898, page 27).

L'essai tenté par la Compagnie des Petites Voitures avorta, les dépenses d'exploitation excédant sensiblement les recettes, et les voitures électriques restèrent inutilisées jusqu'à l'année 1905, où l'adoption d'un tarif taximétrique plus élevé pour les véhicules automobiles permit à la Société l'Équipage Électrique de les remettre en service. Ces voitures sont très lourdes et l'entretien de leurs pneumatiques coûte sensiblement plus de 7 fr. 50 par jour. La batterie d'accumulateurs est accrochée sous le châssis, d'après le mode de suspension dit « en civière » : une batterie déchargée peut être remplacée en peu de temps par une batterie chargée.

4° *Un moteur fixé à l'essieu arrière et entraînant les roues arrière par des engrenages simples ou doubles.*

Voitures « The Electromobile ». — Ces voitures, d'origine française, s'appelaient primitivement Electricia. L'essieu arrière tubulaire contient un arbre, muni d'un différentiel, qui entraîne les roues d'arrière. Un double train d'engrenages relie le différentiel au moteur,

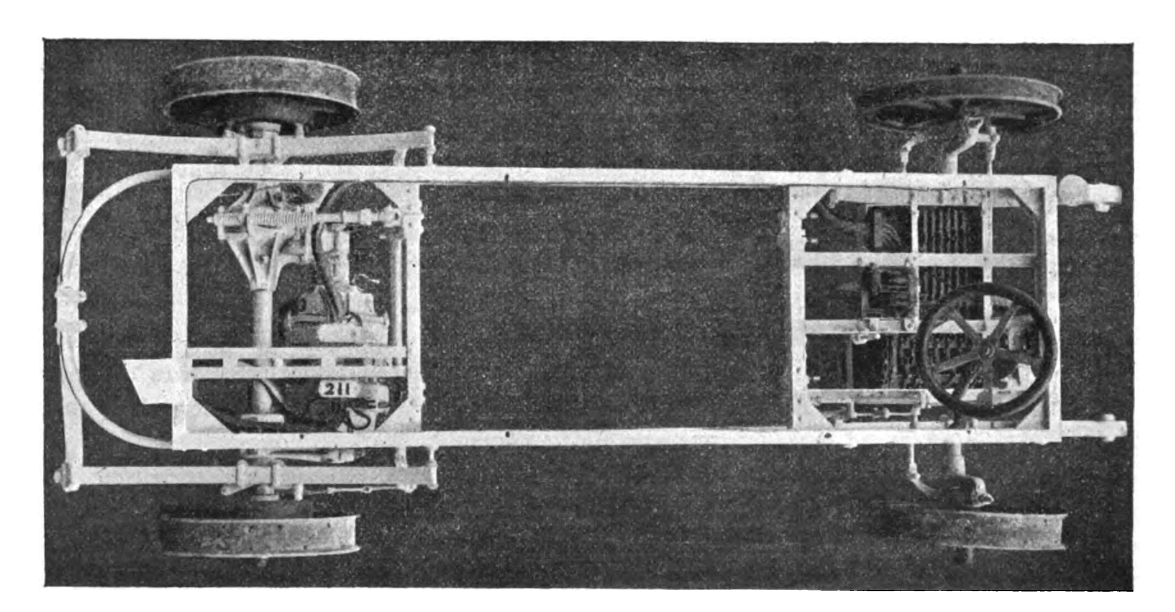


Fig. 12. — Châssis d'une voiture « The Electromobile ».

qui s'appuie d'une part sur l'essieu et est suspendu d'autre part au châssis par une tige à ressorts articulée : en outre, une jambe de force à ressorts, fixée au carter du différentiel, s'oppose à la rotation de l'essieu arrière (fig. 12).

Le moteur série est bipolaire. Sa vitesse de rotation normale est de 1800 tours et sa puis-



sance est de 4 chevaux environ. La construction de l'inducteur présente quelques particularités : les bobines inductrices, gabaritées sur une forme cylindrique, embrassent chacune la moitié de l'induit et la carcasse inductrice présente des évidements ou, pour mieux dire, des parties rentrantes correspondant aux pôles inducteurs : cette disposition a permis de réduire autant que possible le poids du moteur. L'induit porte deux enroulements et deux collecteurs.

Les différentes vitesses de marche sont obtenues par des couplages série-parallèle des induits et des bobines inductrices, les éléments de la batterie d'accumulateurs restant invariablement groupés en tension. Ces couplages sont les suivants :

1re vitesse. — Induits en série ; inducteurs en série ; résistance de démarrage ;
2e vitesse. — Mêmes connexions, la résistance étant court-circuitée ;
3e vitesse. — Induits en série ; inducteurs en parallèle ;
4e vitesse. — Induits en parallèle ; inducteurs en série ;
5e vitesse. — Induits en parallèle ; inducteurs en parallèle.

Le combinateur est placé sous les pieds du mécanicien et est commandé par une manette disposée sous le volant de direction. La batterie d'accumulateurs est accrochée en civière sous le milieu du châssis.

Voitures Columbia. — Dans certaines de ces voitures, le moteur est fixé sur un essieu arrière ordinaire et entraîne par un engrenage un arbre placé parallèlement à l'essieu. Cet arbre, muni d'un différentiel, attaque chacune des roues arrière par l'intermédiaire d'un engrenage.

Voitures Védrine. — Dans ces véhicules, le moteur fait corps avec l'essieu arrière creux sur lequel il est embroché. L'induit, claveté sur un arbre creux, entraîne un différentiel fixé sur un arbre intérieur : celui-ci entraîne, par l'intermédiaire de deux doubles trains d'engrenage, les arbres sur lesquels sont calées les deux roues. Ce mode de montage est analogue à celui qui a été décrit en 1900 à propos des premières voitures Columbia (*Éclairage Électrique,* 4 février 1899, page 170).

Le moteur tétrapolaire est compound, avec enroulement shunt prédominant : sa vitesse de rotation peut varier entre 600 et 1500 tours par modification du courant d'excitation des bobines inductrices shunt. Il a été étudié en vue d'une bonne commutation malgré les variations importantes de flux qui servent seules à régler la vitesse.

Le démarrage est effectué au moyen d'une pédale commandant un rhéostat de résistance variable. Le réglage de la vitesse est obtenu ensuite par la manœuvre d'une manette, placée sur le volant, et commandant un rhéostat de champ intercalé sur le circuit des bobines inductrices shunt du moteur. Pour la marche arrière, on court-circuite l'enroulement inducteur série et on inverse l'enroulement inducteur shunt : cette manœuvre est effectuée par une pédale. La récupération se produit automatiquement sur toutes les positions de marche. Enfin le freinage électrique progressif est obtenu de la façon suivante : le démarreur, à sa position d'arrêt, ferme l'induit du moteur sur les résistances de démarrage ; si l'on manœuvre alors une seconde manette placée sur le volant de direction, on établit dans le moteur une excitation shunt plus ou moins forte qui produit un freinage plus ou moins énergique.

La batterie d'accumulateurs est placée tout entière à l'avant du châssis sous le siège du mécanicien et sous la partie antérieure de la carrosserie.

Voiture légère Dinin. — Cette voiture est construite comme une petite voiture à pétrole,



avec un capot à l'avant, dans lequel est placée une demi-batterie d'accumulateurs. L'autre demi-batterie est disposée sous la banquette de la carrosserie. L'essieu arrière tubulaire porte un moteur qui s'appuie d'une part sur lui, et d'autre part sur une tige de suspension à ressorts fixée au châssis. Le moteur attaque, par une réduction simple d'engrenages, le différentiel d'un arbre contenu dans l'essieu arrière creux. Cet arbre entraîne les roues qui sont calées sur lui. Le rapport des engrenages est d'environ 1/7,5.

Le moteur est à excitation série et a une puissance de 3 chevaux environ. Les différentes vitesses de marche sont obtenues par un couplage série-parallèle des deux demi-batteries et par un shuntage des inducteurs série du moteur. Le combinateur, placé sous les pieds du mécanicien, est commandé par une pédale qui agit sur lui au moyen d'une crémaillère et d'un pignon denté. Cette même pédale sert aussi à la commande des freins mécaniques de la voiture, si on l'abaisse au delà de la position correspondant au zéro du combinateur. Un interrupteur-inverseur, placé à côté du combinateur, est manœuvré par une tige passant dans le tube de direction et manœuvrée par une petite manette disposée sur le volant. Cette manette est amovible : un enclanchement empêche de la placer sur la position de marche avant ou de marche arrière quand le combinateur n'est pas au zéro, et un verrouillage empêche de l'enlever du volant quand elle n'est pas à la position pour laquelle le circuit est rompu.

Telles sont, très rapidement esquissées, les différentes solutions mécaniques et électriques adoptées par les divers constructeurs. Chaque système présentant des avantages et des inconvénients, énumérés d'une façon générale dans notre précédente étude [1], il est impossible de conclure à la supériorité de l'un ou l'autre dispositif. Tout est une question de points de vue particuliers et de cas particuliers. On peut seulement signaler deux tendances qui se dégagent des transformations apportées depuis deux ou trois ans à la construction des voitures électriques. La première est la faveur dont jouit, auprès de plusieurs constructeurs qui s'y sont successivement ralliés, le système de transmission par arbre longitudinal à cardans ; la seconde est la suppression, dans un grand nombre de véhicules, de la suspension élastique des moteurs qui subissent tous les chocs et les cahots auxquels sont soumises les roues.

Dans une prochaine étude, nous examinerons les solutions employées dans les voitures dites pétroléo-électriques ou mixtes, qui utilisent un moteur à explosions et des dispositifs électriques.

R. DE VALBREUZE.

[1] *Éclairage Électrique*, t. XLII, 14 janvier 1905.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la décomposition du radium A, B et C *(suite)*. — **H.-W. Schmidt** [1]. — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

Rayons du radium B *et rayons* β *et* γ *du radium* C. — On retrouve la même interruption que précédemment. Ce n'est pas étonnant, car pour 12,4 feuilles ($0^{mm},044$) les rayons α émis par le radium C sont complètement absorbés. Dans des filtres dont l'épaisseur est supérieure à $0^{mm},044$, l'ionisation totale ne dépend plus que des rayons du radium β et des rayons β et γ du radium C. Les chiffres donnés dans la troisième colonne du tableau IV n'indiquent plus comment

[1] *Éclairage Électrique*, t. L, 19 janvier 1907, p. 88.



l'énergie d'ionisation est répartie entre les deux radio-éléments. Il faut pour cela recourir à la méthode décrite dans la première partie de cette étude.

On avait déterminé comment les courbes de décroissance dépendent de l'épaisseur du filtre pour une faible durée d'activation, et l'on avait trouvé que le maximum d'ionisation est obtenu avec une épaisseur de filtre de $0^{mm},05$ environ pour 13′ environ et est déplacé pour des durées plus grandes quand l'épaisseur du filtre croît. L'auteur avait expliqué ce phénomène par l'hypothèse que deux effets se superposent, dont l'action atteint un maximum à des moments différents et qui sont influencés d'une façon différente par le filtre d'aluminium. Avec l'aide des formules (1), on peut étudier plus complètement les conditions. Si l'on fait dans ces formules $q = 1\,000$ et $O = 1$, et si l'on introduit pour λ les valeurs numériques de l'équation (3), il vient :

$$\left.\begin{aligned} A &= 205\, e^{-\lambda_1 t} \\ B &= -26{,}05\, e^{-\lambda_1 t} + 28{,}9\, e^{-\lambda_2 t} \\ C &= 4{,}76\, e^{-\lambda_1 t} + 107{,}2\, e^{-\lambda_2 t} - 111{,}8\, e^{-\lambda_3 t}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

En portant ces valeurs de ABC en fonction de t, on obtient des courbes qui montrent que A disparaît rapidement, tandis que B et C atteignent une valeur maxima pour 10′ et 35′. Si l'on admet que les rayons du radium A sont complètement absorbés par des filtres employés, on a d'après (2) :

$$J = k_2 B + k_3 C = k_2 [B + (k_3/k_2)\, C] = k_2 (B + k'C). \quad (5)$$

Le coefficient k_2 est un facteur de proportionnalité qui n'a pas d'importance dans les mesures relatives, tandis que k' indique combien de fois l'action ionisante des rayons de radium C à l'état d'équilibre radio-actif est plus forte que celle des rayons du radium B. Comme on le voit d'après l'équation (5), on peut, en faisant varier k' faire en sorte que l'action maxima de l'ionisation corresponde à une durée quelconque comprise entre 10′ et 35′. Comme une seule courbe de décroissance correspond à chaque valeur de k', on peut inversement déduire d'une courbe quelconque de décroissance la valeur correspondante de k'.

L'auteur a calculé la valeur de J d'après l'équation (5) pour différentes valeurs de k' (0,8 ; 1 ; 1,25 ; ... 8 ; 10 ; 15 ...) et a tracé la courbe correspondante en portant les valeurs du temps t en abscisses et les valeurs du logarithme de J en ordonnées. Ensuite il a porté sur du papier calque en ordonnées les logarithmes des points trouvés expérimentalement et le temps en abscisses à la même échelle que pour les courbes calculées. En déplaçant les feuilles de papier calque sur la feuille où étaient tracées les courbes calculées, il a pu déterminer facilement pour quelle valeur de k' les points trouvés expérimentalement concordaient le mieux avec les points trouvés par le calcul.

De cette façon l'auteur a pu déterminer exactement à 10 % près k' pour des valeurs comprises entre 0,8 et 6 : il serait difficile d'obtenir une plus grande exactitude. Le tableau V indique les valeurs trouvées expérimentalement et les valeurs calculées. On voit, d'après les chiffres de ce tableau, que les valeurs expérimentales concordent bien avec les courbes théoriques. Cela prouve que les formules (4) sont applicables et que les hypothèses sur lesquelles repose leur établissement sont vérifiées. Le radium B et le radium C sont donc engendrés successivement par le radium A ; en outre, il n'y a que du radium A qui se dépose sur le corps activé.

Si l'on veut déterminer avec l'aide de k' d'après les chiffres de la colonne 3 du tableau IV quelle part de l'action de la radiation revient au radium B et quelle part revient au radium C, il faut tenir compte de ce que le radium B et le radium C ne se trouvent pas à l'état d'éliquibre radio-actif dans les tôles employées comme source de radiation. A la fin du tableau III, on a indiqué que 3 h. 1/2 après l'activation, le rapport des atomes B et C décomposés a pour valeur 0,30. Or k' représente le rapport de l'action des rayons du radium C à l'action des rayons du radium B à l'état d'équilibre radio-actif, c'est-à-dire quand il y a autant d'atomes de radium B que de radium C qui se décomposent. Si l'on désigne par J l'intensité totale mesurée, par J_B et J_C l'action des rayons provenant du radium B et du radium C, on a :

$$J = J_B + J_C = k_2 (B + k'C),$$

et pour $t = 3$ h. 30′, comme on a $B = 0{,}30$ C, il vient :

$$J = k_2 B\, [1 + (k'/0{,}30)].$$

Digitized by Google

TABLEAU V

Durées de décroissance.

$d = 14$ feuilles, $k' = 0.80$			$d = 0^{mm},3$ $k' = 3$			$d = 0^{mm},8$, $k' = 15$			$d = 1^{mm},5$, $k' = 10$		
t	J		t	J		t	J		t	J	
	Obs.	Calc.		Obs.	Calc.		Obs.	Calc.		Obs.	Calc.
1′30″	173	160	5′30″	177	182	5′45″	378	389	5′40″	291	306
2 45	231	214	6 40	198	200	8 10	525	525	6 40	343	350
3 55	260	254	8 10	222	221	10 0	633	631	8 18	398	420
4 40	280	276	11 35	258	258	13 25	793	784	10 0	479	490
5 25	284	290	13 0	272	268	15 35	870	872	13 45	599	617
6 10	304	302	16 5	286	289	18 17	975	959	16 2	657	679
8 0	326	332	18 55	301	299	21 7	1 020	1 030	18 50	733	732
10 36	345	348	20 20	305	305	24 14	1 095	1 080	22 2	786	784
14 32	355	358	23 10	311	311	28 0	1 160	1 130	25 5	817	820
16 40	349	356	25 50	316	315	31 42	1 170	1 160	28 5	841	840
17 53	358	355	27 10	318	316	35 20	1 175	1 175	31 0	863	862
20 10	352	352	33 20	302	309	42 45	1 145	1 140	36 53	848	860
22 45	342	345	36 0	312	305	59 14	975	971	42 57	829	838
28 50	321	333	38 40	309	302	65 30	905	891	49 12	804	798
30 10	321	321	40 0	208	297	67 45	875	861	55 0	746	745
32 50	315	309	43 40	293	289	70 15	839	828	68 27	610	615
34 18	305	304	45 10	287	283	75 20	758	766	72 40	578	578
36 30	297	295	48 10	270	274	81 0	713	695	77 6	550	541
49 0	240	240	51 10	264	264	87 20	632	622	81 44	511	500
51 20	234	232	58 10	239	243	94 30	552	540	86 2	459	462

On trouve donc, puisque $J_B = k_2 B$,

$$J_B = J\frac{0{,}30}{k' + 0{,}30}; \qquad J_C = J\frac{k'}{k' + 0{,}30}$$

pour la durée $t = 3$ h. 30′. La grandeur intéressante est l'intensité de radiation à l'état d'équilibre radio actif, c'est-à-dire quand $B = C$, on a :

$$J_B = J\frac{1}{k' + 0{,}30}; \qquad J_C = J\frac{k'}{k' + 0{,}30}. \qquad (6)$$

Les valeurs J_C de la colonne 6 du tableau IV donnent la portion de la radiation du radium C dans la radiation totale J de la colonne 3 mesurée au bout du temps $t = 3$ h. 30′ ; les valeurs J_B de la colonne 5 du tableau IV donnent l'intensité de la radiation du radium B, rapportée à J_C de la colonne 6, à l'état d'équilibre radio-actif. La radiation totale pour l'action directe pour $t =$ 3 h. 30′ a été prise arbitrairement égale à 10000. Tous les chiffres des colonnes 3 et 6 sont comparables entre eux pour $t = 3$ h. 30′ ; tous les chiffres des colonnes 5 à 9 sont comparables entre eux pour $t = 0$.

(A suivre.) B. L.

Sur le rapport de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les engendrent. — **E. Carter.** — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

Différents expérimentateurs ont mesuré l'énergie totale des rayons Röntgen. Le taleau I résume les valeurs qu'ils ont trouvées pour cette énergie par seconde.

TABLEAU I

Dorn. . .	rayons durs.	5 ruptur.es	1,51 mg.-cal.
— . . .	rayons très durs.	9 —	1,68 —
Schöpf. . .	rayons mous.	5-7 —	0,77-1,38 mg.-cal.
Rutherford.	—	57 —	11 mg.-cal.
Wien. . .	rayons durs.	32 —	1,5 —
Moffat. . .	rayons mous.	90 —	18 —
Angerer. .	—	107 —	32 —

Wien a montré comment on peut utiliser le rapport E_r/E_k de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les produisent, pour calculer la longueur d'une impul-



sion λ. Pour E_k/E_r, il a trouvé la valeur 459 pour une tension de 58700 volts. Il en a déduit la valeur

$$\lambda = 1,15 . 10^{-10}.$$

Il semblait important de connaître comment varie, dans différentes conditions expérimentales, la valeur du rapport E_r/E_k. L'auteur s'est proposé de déterminer la relation qui existe entre l'intensité du courant primaire, la tension au tube, le nombre de ruptures, la nature de la rupture et le métal constituant l'anticathode. Pour cela, il a employé un tube dans lequel on pouvait mesurer la quantité de chaleur produite sur l'anticathode. Celle-ci formait le fond d'un tube de verre soudé dans l'ampoule de Crookes et servait de calorimètre. L'élévation de température d'une quantité d'eau déterminée était mesurée avec un thermomètre. Pour l'étalonnage, on employait une bobine de fil dans laquelle on faisait circuler un courant électrique. La bobine d'induction employée donnait 40 centimètres d'étincelles : elle était munie d'un interrupteur-turbine à mercure donnant 32 ruptures par seconde : ce nombre de ruptures pouvait être modifié par variation de la vitesse de rotation de l'interrupteur. Les mesures étaient généralement contrôlées avec une machine à influence à vingt plateaux.

La différence de potentiel aux bornes du tube était mesurée au moyen d'un éclateur à sphères de laiton de 6 centimètres de diamètre : cet éclateur était protégé contre les rayons par un écran en plomb. Le bolomètre consistait en une feuille de platine de 5 millimètres de largeur et de $0^{mm},03$ d'épaisseur recouverte de noir de fumée. Le galvanomètre astatique Siemens avait une résistance de 5,9 ohms et une sensibilité de $3,10^{-9}$ à une distance de $2^{m},50$. La feuille de platine de 10 centimètres de longueur et de 2 centimètres de largeur, sur laquelle étaient produits les rayons secondaires, était placée dans un tube de verre vidé aussi complètement que possible. L'électromètre était un appareil Dolezalek avec suspension en fil de quartz. Une paire de quadrants était reliée à la terre ; l'autre était reliée à la plaque secondaire et à un condensateur de 10 centimètres carrés de capacité.

L'auteur a mesuré d'abord, en faisant varier la tension, l'énergie E_k des rayons cathodiques en calories-grammes par seconde, et la quantité d'électricité *e*, produite par seconde sur la plaque secondaire (en unités électrostatiques). Ensuite il a étudié l'influence de la nature de l'anticathode en employant du platine, du cuivre, du fer et de l'or, puis l'influence de la nature et du nombre de ruptures du courant primaire sur la valeur du rapport E_r/E_k ; enfin, il a déterminé la valeur absolue de l'énergie des rayons Röntgen après avoir étalonné le bolomètre au moyen d'un corps noir chauffé à 100°. Il a trouvé ainsi pour E_r la valeur $5,14 . 10^{-3}$ gr.-calories par seconde, et pour le rapport E_r/E_k la valeur $1,07 . 10^{-3}$.

Les résultats obtenus dans ces expériences peuvent être résumés de la façon suivante :

Le rapport E_r/E_k ne dépend pas de l'intensité du courant primaire de la bobine d'induction employée.

Ce rapport est directement proportionnel à la tension agissant entre les bornes du tube.

Il est indépendant de la nature et du nombre des ruptures et présente la même valeur quand on emploie une machine à influence.

En général, le rapport E_r/E_k a une valeur plus grande pour les métaux de poids atomique élevé.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***La chute de tension des alternateurs triphasés** (fin)* (1). — **H.-M. Hobart et F. Punga.** — *Elektrische Bahnen*, 11 décembre 1906.

3° *Théorie de Potier (Behrend, Fischer-Hinnen) et théorie de Kapp.* — Modifions le dispositif expérimental de la figure 7, de telle façon que le courant alternatif traverse la bobine A et mesurons la différence de potentiel e_4 aux bornes de A : nous réaliserons la méthode de Potier. Ce n'est pas une moyenne entre les méthodes 1 et 2, comme on l'admet généralement : c'est une suite correcte de la méthode de Rothert. En principe, cette méthode tient compte d'une façon rigoureuse des flux qui suivent le chemin I et le chemin III. En pratique, et particulièrement pour la prédétermination de la chute de tension, il y a encore des lacunes, parce qu'on ne sait pas nettement quelles sont les lignes de force que l'on doit considérer comme embrassées par la bobine A. On se demande involontairement pourquoi il n'est pas possible (et

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 19 janvier 1907, p. 92.

où réside l'erreur) de traiter en commun les lignes de force qui suivent les chemins I et II et d'appliquer ensuite le diagramme de Potier. On est tenté de traiter les lignes de force qui passent par le bord supérieur d'une encoche, comme celles qui effectuent cette jonction en passant par la masse polaire. Et cependant on trouve que les premières lignes de force produisent une diminution directe de la tension intérieure, tandis que les dernières ne produisent qu'un déplacement du centre de gravité des lignes de force. Les auteurs pensent que la vraie raison doit être cherchée dans le fait que les lignes de force qui suivent le chemin I sont localisées et existent pour chaque phase en particulier. L'induction mutuelle entre les différentes phases peut être complètement négligée, tant qu'il s'agit du chemin I. Par exemple, dans la figure 9, on a représenté dans deux encoches voisines des conducteurs de phases différentes. Un courant passant dans le conducteur I produit dans le circuit *abcda* un flux magnétique. Un certain nombre de lignes de force, au lieu de passer en *cd*, vont passer en *cefd* et produisent ainsi de l'induction mutuelle. Mais la réluctance magnétique étant beaucoup plus grande en *cef* qu'en *cd*, particulièrement quand il y a plusieurs encoches par pôle et par phase, l'induction mutuelle doit évidemment être très faible.

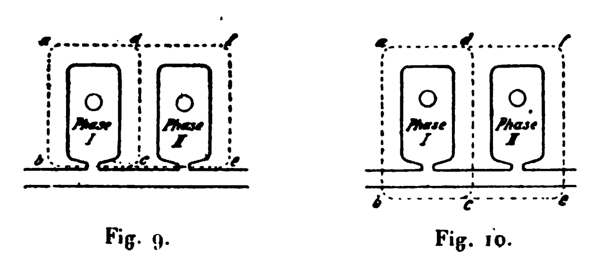


Fig. 9. Fig. 10.

La figure 10 représente un flux passant par le chemin II. Dans ce cas, les conditions sont tout autres, car il passe presque autant de lignes de force par *cd* que par *cefd*, c'est-à-dire que l'induction mutuelle est très forte. On voit donc qu'il existe une différence fondamentale entre les flux qui suivent ces deux chemins.

4° *Théorie de Blondel.* — Les auteurs arrivent aux théories dans lesquelles on tient compte aussi du flux passant par le chemin II. C'est à M. Blondel que revient l'honneur d'avoir pour la première fois établi un diagramme qualitativement rigoureux (1899), dans lequel on tient compte des lignes de force passant par le chemin II. Cet auteur tient aussi bien compte des lignes de force du chemin II que de celles du chemin III, et indique qu'il laisse de côté les lignes de force suivant le chemin I, ou bien les ajoute aux deux autres flux.

M. Blondel a montré aussi que l'on peut introduire aussi bien comme flux que comme ampère-tours les lignes de force qui suivent le chemin III et a tiré au clair pour la première fois l'influence de la saturation sur ces deux flux. Les deux imperfections que présente encore le diagramme de Blondel sont les suivantes : les lignes de force qui suivent le chemin I ne sont pas exactement introduites dans le diagramme ; les lignes de force du chemin II sont évaluées quantitativement ;

5° *Théorie de Parshall et Hobart.* — L'établissement de cette théorie est différent de celui de la théorie de Blondel, et cependant les deux théories concordent en ce que l'on tient compte des flux II et III et non du flux I. Dans la théorie de Blondel on tient compte du flux II en introduisant perpendiculairement au vecteur du milieu du pôle (ou, d'après la définition de Blondel, au vecteur de la tension intérieure) la tension de dispersion qu'il produit. Dans la théorie de Parshall et Hobart, les flux I et II sont réunis et l'on suppose leur tension de dispersion perpendiculaire au vecteur de courant. Cette tension de dispersion n'est utilisée que pour trouver l'angle exact suivant lequel on doit introduire dans le diagramme les contre-ampère-tours (flux III) ;

6° *Théorie d'Arnold et La Cour.* — Le diagramme de cette théorie est presque exactement identique à celui de Blondel, mais il tient compte du flux I. Dans la première publication (1901), on admettait encore que les vecteurs des tensions de dispersion II et III peuvent être composés en un vecteur unique perpendiculaire au vecteur de courant. Dans la dernière publication (1904) cette hypothèse a été abandonnée.

Dans le diagramme de Blondel (ainsi que dans celui d'Arnold et La Cour) on introduit la tension de dispersion II perpendiculairement à la tension intérieure : quoique ce soit suffisamment exact pour toutes les applications pratiques, on est conduit au résultat qu'un flux de dispersion II anormalement grand peut, dans certaines circonstances, avoir une action favorable sur la

chute de tension. Si, par exemple, on suppose une machine à très forte saturation dans les pôles et avec relativement peu d'ampère-tours d'induit, il devrait être possible, d'après ces diagrammes, d'obtenir une chute de tension nulle, ou même négative, pour $\cos\varphi = 1$, en rendant le flux de dispersion II très grand, c'est-à-dire l'entrefer très petit ;

7° *Théorie de Guilbert* (1904). — Guilbert établit un diagramme en introduisant le flux II comme ampère-tours, pour éviter le reproche que l'on pourrait éventuellement adresser au diagramme de Blondel ou d'Arnold et La Cour. Il serait alors impossible, même en supposant un très petit entrefer, d'obtenir une chute de tension nulle pour $\cos\varphi = 1$. Les ampère-tours transversaux qu'introduit Guilbert sont toutefois trop considérables. Le déplacement du centre de gravité des lignes de force que l'on obtient d'après son diagramme est en réalité exactement aussi grand que si l'on supposait, dans la théorie des auteurs, l'arc polaire égal au pas polaire, c'est-à-dire deux à trois fois trop grand. Si le diagramme de Guilbert était modifié en tenant compte de l'arc polaire, il devrait être préféré aux diagrammes de Blondel ou d'Arnold et La Cour.

D'ailleurs, le défaut du diagramme d'Arnold et La Cour a été reconnu par ces auteurs eux-mêmes (1904). Dans leur dernière publication, ils reprochent au diagramme de Blondel le fait que la projection de la tension intérieure sur le courant peut éventuellement être plus petite que celle de la différence de potentiel aux bornes. Pour éviter cet inconvénient, ils admettent que la résultante de $E_{s\,II}$ et de $E_{s\,III}$ est en phase avec $E_{s\,I}$, en appelant $E_{s\,I}$, $E_{s\,II}$, $E_{s\,III}$ les tensions de dispersion produites par les flux I, II, III. Cette hypothèse n'est exacte dans aucun cas, car les réluctances magnétiques pour les flux II et III ne peuvent être dans aucun rapport déterminé. Dans la publication de 1904, le diagramme de Blondel est de nouveau introduit (avec les améliorations indiquées).

Les auteurs pensent que l'incertitude et les contradictions que n'ont pas pu éviter les meilleurs auteurs dans l'établissement d'un diagramme exact indiquent l'impossibilité d'obtenir un diagramme rigoureux dans les machines à pôles saillants : d'après eux, les déductions élémentaires indiquées au début représentent le seul moyen possible d'éviter les erreurs inhérentes aux diagrammes vectoriels.

Il ne faut pas conclure de ce qui précède qu'on ne doit pas utiliser les théories données. Au contraire, les théories nouvelles peuvent très bien être employées et les deux anciennes méthodes de Behn Eschenburg ou de Rothert sont applicables dans beaucoup de cas, quand on n'a pas besoin d'une grande exactitude. Quand cette grande exactitude est nécessaire, il semble que la théorie d'Arnold et La Cour (1904) soit la plus recommandable.

R. V.

Sur le trajet des lignes de force dans les induits dentés. — **A. Müller.** — *Elektrotechnische Zeitschrift.*

L'auteur, revenant sur les expériences faites par Hele-Shaw, Hay et Powell [1] indique une formule qu'il a établie depuis longtemps et qui, non seulement donne des résultats concordant très bien avec les résultats expérimentaux, mais encore permet un calcul très simple du facteur appelé coefficient de correction. Ce coefficient, désigné par k_1 dans ce qui suit, est le rapport de la perméabilité magnétique de l'entrefer d'un induit lisse à celle d'un induit denté : c'est un chiffre par lequel on doit multiplier la distance radiale entre la masse polaire et le fer de l'induit pour tenir compte de l'accroissement de réluctance magnétique de l'entrefer dû à la présence des encoches.

Le calcul purement analytique de ce coefficient étant trop compliqué, l'auteur a adopté, pour sa détermination, la méthode suivante :

Si l'on suppose les deux surfaces des masses polaires et du noyau induit, séparées par l'entrefer, développées sur un plan, et si l'on suppose d'abord que les lignes de force entre ces deux surfaces sont rectilignes et parallèles aux parois des encoches, on obtient pour une encoche et une dent la perméabilité

$$\lambda_N = L\left(\frac{a_1}{\delta} + \frac{b}{\delta + h}\right) = L\left(\frac{a_1}{\delta} + \frac{b}{\delta + \nu b}\right),$$

en appelant L la longueur de l'induit, a_1 la longueur d'une dent, δ la distance de la surface polaire au fer de l'induit, b la longueur d'une encoche, h la profondeur d'une encoche et ν le

[1] *Éclairage Électrique*, t. XLIII, 6 mai 1905, p. 190.

rapport de la profondeur à la longueur d'une encoche.

En réalité, la perméabilité du trajet suivi par le faisceau des lignes de force considéré est plus grande, parce que, pour les inductions généralement adoptées, la perméabilité du fer est sensiblement plus élevée que celle de l'air et que, par suite, la plupart des lignes de force qui devraient passer par l'encoche préfèrent suivre chemins des plus courts aboutissant contre les parois des encoches et se serrent vers les angles des dents. On peut donc écrire

$$\lambda_N = L \frac{a_1}{\delta} + \frac{b}{\delta + (b/\zeta)},$$

en posant $\zeta > (1/\nu)$ et en considérant ζ comme constant.

En fait, l'auteur a trouvé en calculant la conductibilité de différents chemins suivis par les lignes de force, que celle-ci dépend principalement des valeurs des rapports (b/δ) et (b/a_1), tandis que le facteur ζ varie très peu, quelles que soient les dimensions des encoches. En adoptant pour ζ la valeur moyenne 4,5 obtenue comme résultat de ce calcul, on obtient

$$\lambda = L\left(\frac{a_1}{\delta} + \frac{b}{\delta + (b/4{,}5)}\right).$$

La perméabilité de l'entrefer d'un induit lisse pour une partie de la périphérie égale au pas des encoches t_1 est

$$L(t_1/\delta).$$

Le coefficient de correction est

$$k_1 = (Lt_1/\delta)/\lambda_N.$$

On a donc, en substituant la valeur de λ_N :

$$k_1 = \frac{b + \zeta\delta}{b(a_1/t_1) + \zeta\delta}$$

et, pour $\zeta = 4{,}5$, il vient :

$$k_1 = \frac{b + 4{,}5\delta}{b(a_1/t_1) + 4{,}5\delta}.$$

Pour montrer le degré de concordance entre les valeurs calculées au moyen de cette formule et les valeurs trouvées expérimentalement, l'auteur donne les chiffres du tableau I. On voit que la formule donne des résultats qui concordent très bien avec ceux trouvés par la méthode des filets liquides, puisque, même pour des dimensions inusitées d'encoches, l'écart ne dépasse pas 5 %.

TABLEAU I

$\frac{b}{a_1}$	$\frac{b}{\delta}$	k_1	
		Obs.	Calc.
0,5	3,42	1,18	1,17
0,51	2,8	1,13	1,15
0,515	6,65	1,26	1,26
0,524	2,35	1,11	1,13
0,53	1,68	1,1	1,1
0,67	4,57	1,21	1,25
0,77	2,27	1,22	1,17
0,81	4,00	1,23	1,27
0,94	9,6	1,52	1,49
0,945	4,3	1,31	1,32
1,00	4,00	1,25	1,31
1,00	4,4	1,37	1,33
1,00	4,5	1,32	1,33
1,02	4,45	1,35	1,33
1,28	3,9	1,33	1,38
1,88	13,2	1,98	1,95
1,94	3,86	1,37	1,44
1,98	3,34	1,39	1,4

Il faut remarquer toutefois que les valeurs réelles du facteur de correction seront un peu plus grandes que celles indiquées sur le tableau si l'on tient compte non seulement du trajet des lignes de force dans l'entrefer, mais aussi du trajet des lignes de force dans les dents, trajet dont la forme dépend de la perméabilité du fer, les lignes de force cherchant toujours à passer par le chemin dont la réluctance totale est la plus faible. Pour en tenir compte, l'auteur propose d'employer pour ζ la valeur 4 au lieu de 4,5, c'est-à-dire de calculer k_1 d'après la formule

$$k_1 = \frac{b + 4\delta}{b(a_1/t_1) + 4\delta}.$$

La formule trouvée peut, si on la modifie convenablement, servir aussi au calcul de moteurs à courant alternatif ou à courants triphasés, dans lesquels le fer du rotor et du stator porte des encoches. Comme l'on peut supposer, dans ce cas, l'intervalle entre deux surfaces paramagnétiques décomposé en deux parties, dont chacune a la longueur $\delta/2$, et considérer la réluctance totale comme la somme des deux réluctances rencontrées par le flux du stator et du rotor, on trouve, après quelques calculs, la formule suivante pour k_1 :

$$k_1 = \frac{1}{2}\left[\frac{s_1 + (\zeta\delta/2)}{s_1(a_1/t_1) + (\zeta\delta/2)} + \frac{s_2 + (\zeta\delta/2)}{s_2(a_2/t_2) + (\zeta\delta/2)}\right]$$

en appelant s la longueur de fente des encoches, et en appliquant les indices 1 et 2 au stator et au rotor. Pour la valeur $\zeta = 4$, on a alors :

$$k_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{s_1 + 2\delta}{s_1(a_1/t_1) + 2\delta} + \frac{s_2 + 2\delta}{s_2(a_2/t_2) + 2\delta}\right).$$

B. L.

Le moteur d'induction monophasé. — **A. Still.** — *Electrical World*, 8, 15 et 22 novembre 1906.

Depuis que cette étude sur les moteurs d'induction monophasés a été rédigée, une publication très intéressante a été faite par le Dr Mac Allister [1], dont les résultats concordent entièrement avec ceux auxquels a été conduit l'auteur. Celui-ci s'est attaché à mettre en lumière les principes fondamentaux des actions qui ont lieu dans les moteurs d'induction monophasés, et il pense que cet article pourra être lu avec intérêt même par ceux qui ont suivi dans tout son développement l'étude de Mac Allister.

L'auteur se propose d'expliquer l'action du moteur d'induction sans recourir à l'idée d'un champ magnétique résultant tournant et, pour cela, il suit la voie tracée par H.-B. Atkinson qui, il y a huit ans déjà, a décrit tous les types de moteurs à courant alternatif et a étudié leurs propriétés et leur théorie sans se servir de l'image d'un champ tournant. Le moteur d'induction étant pratiquement un transformateur à noyau divisé et à secondaire mobile, on ne peut tenter aucune explication des actions qui s'y développent sans considérer en premier lieu la théorie élémentaire du transformateur à courant alternatif.

Principes du transformateur à courant alternatif. — Le transformateur ordinaire à courant alternatif monophasé consiste essentiellement en un circuit magnétique fermé établi en tôles minces de fer isolées sur lesquelles sont placées deux bobines distinctes isolées l'une de l'autre et isolées du fer : ces bobines sont nommées primaire et secondaire.

On suppose d'abord que le secondaire est ouvert, tandis que le primaire est connecté à une source de courant alternatif. Dans ces conditions, le secondaire ne joue aucun rôle et le primaire agit comme une bobine de self-induction. La différence de potentiel alternative aux bornes tend à faire passer un courant dans la bobine et, s'il n'y avait pas de self-induction (ou de flux magnétique résultant du passage du courant), l'intensité de courant serait déterminée seulement par la résistance ohmique de la bobine : par suite de la présence d'un circuit magnétique fermé, un courant de faible intensité produit un flux magnétique relativement considérable qui, à son tour, engendre une f. é. m. de self-induction dans la bobine. Il est nécessaire de considérer la présence de deux f. é. m. dans le même circuit, agissant simultanément et produisant une f. é. m. résultante qui diffère considérablement en grandeur et en phase, de la différence de potentiel aux bornes. C'est cette f. é. m. résultante qui détermine le passage du courant dont l'intensité est limitée par la résistance ohmique de l'enroulement. La condition d'équilibre est évidemment obtenue quand la différence entre la f. é. m. agissante et induite est telle que le courant résultant aimante le noyau de fer à la valeur nécessaire pour engendrer la f. é. m. induite. Ainsi, si le circuit magnétique est court, sans entrefer, les ampère-tours nécessaires pour aimanter le fer auront une faible valeur, et, si la résistance de l'enroulement est faible, il suffira de quelques volts seulement pour produire le courant nécessaire. Donc, dans un transformateur bien établi (qui remplit ces conditions), la f. é. m. induite est presque égale et opposée à la f. é. m. appliquée ou à la différence de potentiel aux bornes, et le courant primaire qui prend naissance quand le secondaire est ouvert a une faible intensité.

Il est facile de comprendre que, puisque la pulsation du flux magnétique engendre une force électromotrice induite, ou force contre-électromotrice, dans l'enroulement primaire, les mêmes phénomènes doivent se produire dans l'enroulement secondaire, c'est-à-dire que le flux magnétique alternatif embrassé par les deux enroulements engendre exactement la même f. é. m. par tour de fil dans les bobines primaire et secondaire. Ainsi, s'il y a 1 000 tours de fil dans la bobine primaire et 100 tours dans la bobine secondaire, un flux magnétique de valeur telle que la f. é. m. engendrée soit de 2 volts par tour de fil à une fréquence donnée,

[1] *Eclairage Electrique*, t. XLVIII, 25 août et 22 septembre 1906, p. 308 et 467.

produit une force contre-électromotrice de 2 000 volts dans l'enroulement primaire et une f. é. m. de 200 volts dans l'enroulement secondaire.

On suppose maintenant que l'enroulement secondaire est fermé sur une résistance. La différence de potentiel entre les bornes secondaires, qui ne produisait aucun courant tant que ce circuit était ouvert, peut maintenant accomplir un travail dans la résistance sur laquelle est fermée la bobine secondaire ; un courant circule alors dans cette bobine ; son intensité est proportionnelle à la valeur de la f. é. m. secondaire et est inversement proportionnelle à la résistance et à la réactance de dispersion du circuit secondaire et à la résistance du circuit de charge.

Il est évident qu'un courant, même de très faible intensité circulant dans le secondaire doit exercer un effet démagnétisant appréciable sur le noyau de fer, et, à moins que les ampère-tours produits par ce courant soient immédiatement contre-balancés par un courant primaire capable de produire un effet magnétisant exactement égal, mais opposé, l'équilibre sera rompu dans le circuit primaire.

Les choses se passent donc de la façon suivante dans un transformateur en charge. Le courant dans le secondaire exige qu'il existe une composante du courant primaire total qui, à chaque instant, ait un sens et une valeur tels que l'effet démagnétisant du courant secondaire soit exactement contre-balancé ; il doit y avoir une autre composante du courant primaire (généralement faible), nommée courant magnétisant, nécessaire pour maintenir le flux magnétique à la même valeur qu'avant la fermeture du circuit secondaire. En d'autres mots, la différence entre les forces magnétisantes primaire et secondaire est la force magnétisante comparativement faible nécessaire pour créer un flux magnétique alternatif de valeur et de phase convenable pour maintenir l'équilibre de la f. é. m. dans le circuit primaire.

On peut ainsi comprendre comment, dans un appareil statique ne présentant aucune pièce mobile, l'énergie électrique peut être transmise d'un circuit à l'autre par induction électromagnétique, sans nécessiter aucun contact métallique ou électrique entre les deux circuits. C'est là la propriété la plus importante des courants variables.

Diagramme du transformateur à courant alternatif. — Le diagramme simple du transformateur monophasé est tracé sur la figure 1. Sur ce diagramme, OE_2 et OC_2 représentent la f. é. m. et le courant secondaire ; le fait que C_2 est tracé exactement en phase avec E_2 indique l'absence de réactance dans le circuit secondaire.

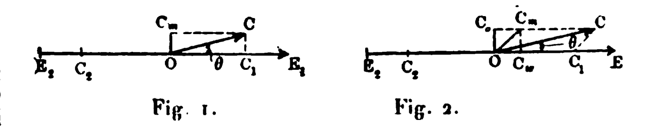


Fig. 1. Fig. 2.

Dans le circuit primaire, il y a une force contre-électromotrice exactement égale à la f. é. m. secondaire, et si l'on néglige la résistance de l'enroulement primaire, la différence de potentiel aux bornes OE_1 est égale et opposée à OE_2. En ce qui concerne le courant magnétisant, sa valeur dépend de la nature et de la disposition du circuit magnétique, mais, si l'on néglige les effets de l'hystérésis et des courants de Foucault, le vecteur de ce courant doit être de 90° en avance sur la f. é. m. induite. Soit OC_m ce courant : pour produire un effet magnétisant résultant équivalant à celui du courant OC_m, le courant primaire doit avoir une autre composante OC_1 exactement égale mais opposée à OC_2, et le courant total dans le circuit primaire est représenté par le vecteur OC_1 obtenu en composant OC_m et OC_1. La présence de la composante magnétisante du courant total entraîne un déphasage de OC qui fait avec OE_1 un angle Q : cet angle représente la différence de phase entre le courant et la tension dans le circuit primaire.

Bien que la composante OC_m du courant primaire ait été tracée sur la figure 1 avec l'hypothèse que les pertes dans le fer sont négligeables, on peut indiquer que la dépense ne devient pas très compliquée si l'on tient compte de ces pertes. L'hystérésis et les courants de Foucault dans le noyau de fer ont pour effet de provoquer une perte d'énergie, dissipée sous forme de chaleur. Cette perte d'énergie doit forcément être fournie sous forme de watts additionnels empruntés à la source primaire d'énergie, et l'effet sur le diagramme est exactement le même que si un courant un peu plus grand que C_2 était fourni par la bobine secondaire. Ainsi, si les pertes wattées totales dues à l'hystérésis et aux courants de Foncault ont pour valeur 200, et si la tension primaire est de 2 000 volts, il y a une



composante du courant total primaire en phase avec la tension, dont la valeur est 200/2 000 = 0,1 ampère. Sur la figure 2, où l'on a tenu compte des pertes dans le fer, le courant magnétisant n'est plus perpendiculaire à OE_2, mais comprend une composante déwattée OC_0 (égale à OC_m sur la figure 1) et une composante wattée OC_w en phase avec OE (tracée à une échelle telle qu'elle représente 0,1 ampère, si l'on s'appuie sur l'exemple numérique précédent). En combinant les vecteurs OC_0 et OC_w, on obtient OC_m, qui représente le courant magnétisant vrai ; le vecteur OC, résultant de OC_m et de OC_1, représente le courant primaire total.

Quoique l'on n'ait pas de difficulté à tenir compte des différentes pertes qui se produisent dans un transformateur, non seulement dans le noyau de fer, mais aussi dans les enroulements en cuivre, il est inutile de compliquer les diagrammes en introduisant un grand nombre de corrections, puisque cette étude a pour but d'examiner les principes généraux qui déterminent le fonctionnement du moteur d'induction : il suffit de noter que la figure 1 représente exactement ce qui se passe dans un transformateur en charge quand on suppose que :

1° Tout le flux magnétique qui passe à travers l'enroulement primaire traverse tous les tours de l'enroulement secondaire, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de dispersion magnétique ;

2° Les pertes d'énergie dans le noyau de fer sont négligeables ;

3° La résistance de l'enroulement primaire est négligeable.

On peut maintenant étudier les forces en jeu dans un moteur d'induction monophasé.

(A suivre.) R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Sur la radiation électrique d'antennes coudées. — **A. Fleming.** — *The Electrician*, 28 décembre 1906.

A la suite des résultats obtenus, publiés par Marconi avec des antennes coudées [1], l'auteur a montré mathématiquement [2] que la différence entre la radiation produite dans une direction et la radiation produite dans la direction opposée dépend du rapport de la longueur d'onde de l'onde radiée à la distance entre le radiateur et le récepteur, ainsi que du rapport des longueurs des parties horizontale et verticale de l'antenne. Marconi a opéré avec des ondes de 150 mètres environ de longueur d'onde, et l'auteur a jugé intéressant de vérifier les résultats théoriques trouvés pour la force électrique et magnétique autour d'une telle antenne en faisant des expériences avec de plus courtes longueurs d'onde et de plus courtes distances. Les résultats suivants sont relatifs à des expériences faites avec des antennes de 3 ou 6 mètres de longueur, coudées de différentes façons, et à des distances comprises entre quelques mètres et 45 mètres.

Tout d'abord, l'auteur explique d'une façon générale et brève les causes de la radiation dissymétrique d'un tel oscillateur. Si l'on suppose deux fils rectilignes placés dans le prolongement l'un de l'autre et aboutissant aux boules d'un éclateur, il est évident que, par raison de symétrie, ce radiateur doit produire une radiation de même intensité dans toutes les directions ayant pour axe les fils rectilignes. Si chaque fil est coudé à angle droit, de telle façon que l'oscillateur forme les trois côtés d'un rectangle dont le petit côté est interrompu par l'éclateur, la symétrie de la radiation est détruite.

L'auteur considère l'oscillateur construit de la manière suivante. Soit un circuit rectangulaire ABCD perpendiculaire à la surface de la terre et traversé par des oscillations de grande

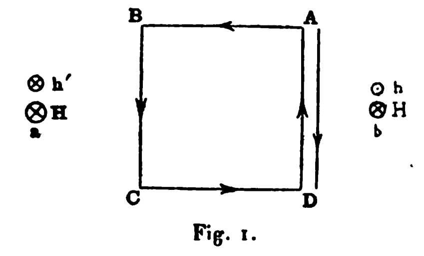


Fig. 1.

fréquence (fig. 1). Si l'on trace une ligne horizontale passant par le centre du rectangle et deux points *a* et *b* situés à égale distance à droite et à gauche, la force magnétique en ces points est égale et normale au plan du rectangle. Si à un instant quelconque, le courant circule en sens inverse des aiguilles d'une montre dans ce circuit, les forces magnétiques H aux points *a* et *b*

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLVII, 2 juin 1906, p. 355.
(2) *Éclairage Électrique*, t. XLVIII, 18 août 1906, p. 270.

ont pour direction celle qui s'éloigne de l'observateur. Si maintenant on suppose un fil placé contre l'un des côtés du rectangle et traversé par un courant uniforme en tous les points de sa longueur et toujours opposé en direction à celui qui circule dans le côté du rectangle adjacent, le champ dû à ce circuit ouvert en a et b se dirige vers l'observateur au point b (à droite) et dans la direction opposée au point a (à gauche). En appelant h et h' les forces magnétiques dues au circuit ouvert aux points en question, les champs résultants ont pour valeur $(H - h)$ au point de droite et $(H + h')$ au point de gauche. Mais le circuit ouvert et le côté adjacent du rectangle produisent des effets qui se détruisent l'un l'autre, et il en résulte que le champ magnétique produit par un oscillateur coudé, tel que celui dont il a été question au début, en deux points symétriques et équidistants de l'axe est plus grand du côté opposé aux extrémités libres que de l'autre côté. Si l'on suppose que l'oscillateur doublement coudé soit à moitié enterré dans le sol, ou réalise un oscillateur simplement coudé et relié à la terre, tel que ceux employés par Marconi.

Dans les expériences de l'auteur, l'antenne était formée de deux fils de cuivre torsadés ayant 3 à 6 mètres de longueur. De larges plaques de zinc servaient de prise de terre. A l'un des postes, employé comme transmetteur, l'antenne contenait un éclateur placé contre la plaque de terre. L'extrémité isolée de la portion horizontale aboutissait généralement à une plaque de zinc de 115 centimètres carrés servant de capacité additionnelle. L'antenne réceptrice consistait en un fil de cuivre vertical soutenu par un isolateur fixé à une tige de bambou. Le dispositif récepteur consistait en un détecteur thermo-électrique contenu dans un double tube semblable à un tube de Dewar servant à recueillir les gaz liquéfiés. Quatre bandes de cuivre passaient dans le tube intérieur et des fils de platine soudés à ces bandes étaient scellés dans le verre. Deux bandes de cuivre étaient reliées par un fil fin de constantan de $0^{mm},02$ de diamètre environ, et les deux autres étaient reliées par une jonction thermo-électrique en tellure-bismuth touchant juste le centre du fil fin. Un vide très poussé était fait dans l'espace compris entre les tubes d'essai. Quand les oscillations électriques traversaient le fil de constantan, un galvanomètre relié au couple thermo-électrique présentait une déviation proportionnelle à la racine carrée moyenne des oscillations engendrées dans l'antenne. Le récepteur employé donnait des déviations à peu près exactement proportionnelles au carré du courant traversant le fil fin. Le récepteur était inséré entre une plaque de terre et une antenne réceptrice verticale consistant en un double fil de cuivre de 6 mètres de hauteur muni au sommet d'une petite plaque formant capacité. L'antenne transmettrice consistait en un fil et une plaque semblables, supportés de telle manière que le fil pût être coudé à volonté à une hauteur quelconque au-dessus du sol, et suivant différents azimuths. On mesurait le courant dans l'antenne réceptrice, et on traçait les courbes polaires correspondantes.

TABLEAU I

Radiation d'une antenne transmettrice coudée reliée à la terre de 6 mètres de longueur totale.
Antenne réceptrice verticale de 6 mètres de hauteur ;
Distance entre les postes 42 mètres.

Longueur en mètres de la portion horizontale de l'antenne.	$1^m,50$	$1^m,20$	0,9	0,6	0,3
Longueur en mètres de la portion verticale de l'antenne.	$4^m,50$	$4^m,80$	5,1	5,4	5,7
AZIMUTHS	COURANT DANS L'ANTENNE RÉCEPTRICE EN UNITÉS ARBITRAIRES				
0 degrés.	100	100	100	100	100
15 —	98	97	94	92	93
30 —	92	85	96	83	75
45 —	82	79	79	77	67
60 —	78	74	70	71	58
75 —	77	67	59	56	45
90 —	72	66	57	52	48
105 —	71	65	57	46	41
120 —	70	66	62	53	49
135 —	72	64	60	54	48
150 —	73	80	58	67	59
165 —	70	74	56	69	60
180 —	82	69	64	63	68

Le tableau I résume les résultats obtenus suivant différents azimuths, comptés en degrés à partir de la position pour laquelle l'extrémité libre de l'antenne transmettrice coudée était dissipée à l'opposé inverse du fil récepteur. La plus grande inégalité a été obtenue avec l'antenne coudée de façon à présenter 60 centimètres de fil vertical et $5^m,40$ de fil horizontal : à la dis-

tance choisie, le champ dans la direction vers laquelle est tournée l'extrémité libre est d'environ 60 % de la valeur trouvée dans la direction opposée. Les diagrammes polaires confirment les observations de Marconi et les déductions théoriques de l'auteur, que la radiation minima n'est pas à 90° de la radiation maxima, mais à 105 ou 110° environ. La forme de la courbe polaire et la valeur de la différence des radiations varient avec la distance de l'antenne réceptrice ; à faibles distances, l'inégalité est moins marquée.

En comparant ces résultats avec la théorie donnée, il faut noter que celle-ci repose sur l'hypothèse que le courant dans l'antenne transmettrice ou le circuit transmetteur est partout le même. L'étude mathématique du problème deviendrait d'une difficulté insurmontable si l'on ne faisait pas cette hypothèse. D'autre part, dans l'antenne actuelle, le courant varie depuis un maximum, au pied de l'antenne, jusqu'à zéro à l'extrémité libre. Il en résulte que le moment magnétique actuel de l'oscillateur coudé est moindre que quand on suppose le courant uniforme.

Soit un petit circuit rectangulaire fermé traversé par un courant oscillant de valeur maxima I, et soit une ligne passant par le centre du rectangle et parallèle à l'un des côtés. Soient a et b deux points à une distance r du centre vers la droite et vers la gauche du rectangle. Soit H la force magnétique maxima en a et b perpendiculairement au plan du rectangle, et E la force électrique dans le plan du rectangle et perpendiculaire à la ligne bissectrice. On peut montrer que l'on a :

$$H = \frac{I\delta y \delta z}{r^3}\sqrt{m^4r^4 - m^2r^2 + 1}$$

$$E = \frac{I\delta y \delta z}{r^3}\sqrt{m^4r^4 + m^2r^2}$$

en appelant δy, δz les côtés du rectangle avec $m = 2\pi/\lambda$, λ étant la longueur d'onde de la radiation. L'établissement de ces formules repose sur les principes indiqués par l'auteur dans son étude théorique précédente.

Soit δz la longueur du côté perpendiculaire à la ligne bissectrice sur laquelle r est mesuré, et considérons l'oscillation dans ce côté seulement: on a, d'après les mêmes principes, pour la force magnétique maxima h et la force électrique maxima e aux distances r dans les mêmes directions que H et E :

$$h = \frac{I\delta z}{r^2}\sqrt{m^2r^2 + 1}$$

$$e = \frac{I\delta z}{r^2}\sqrt{m^2r^2 - 1 + \frac{1}{m^2r^2}}.$$

Aux distances telles que mr soit grand en comparaison de l'unité, toutes ces forces varient comme l'inverse de la distance: $E = H$ et $e = h$. On a :

$$H/h = m\delta y = 2\pi\delta y/\lambda.$$

Donc, quand on emploie l'oscillateur coudé relié à la terre comme dans les expériences précédentes, il est évident que le champ, à une distance r du centre non négligeable par rapport à la longueur d'onde, considéré dans la direction vers laquelle est pointée l'extrémité libre de l'oscillateur, est dans le rapport de $(h - H)$ à $(h + H)$, c'est-à-dire dans le rapport de

$$(\lambda - 2\pi\delta y) \quad \text{à} \quad (\lambda + 2\pi\delta y)$$

vis-à-vis du champ dans la direction opposée.

Si l'on admet l'égalité du courant en tous les points de l'oscillateur, la quantité δy est la longueur de la portion horizontale de l'oscillateur. En comparant la théorie avec les résultats pratiques, il faut noter que la valeur à assigner à δy sera toujours beaucoup plus faible que la longueur réelle de la partie horizontale, parce que le moment magnétique réel de l'oscillateur coudé est toujours beaucoup plus petit que le produit des longueurs de ses portions verticales et horizontales et le courant maximum à l'extrémité reliée au sol. En étudiant toutes les conditions en jeu, on voit que la valeur de δy dans la formule doit, en première approximation, être presque égale à la moitié de la longueur de la portion horizontale de l'antenne, la longueur d'onde dans le cas présent étant égale à cinq fois environ la longueur totale. D'après cela, dans le cas d'une antenne de 3 mètres coudée de façon à présenter une portion horizontale de 2m,10, la théorie indique que le rapport des deux forces magnétiques H et h doit être égal à $2\pi \times 3{,}5/5 \times 10$, ou 22/50, et le rapport des radiations en avant et en arrière doit être égal à 40/100. L'expérience montre que c'est approximativement vrai.

(A suivre.) R. V.



Détecteur à vapeur de mercure pour radiotélégraphie. — **De Forest.**

Un brevet américain, délivré le 4 décembre, au Dr Lee de Forest, décrit le détecteur d'ondes que représente la figure 1. Comme dans l'Audion, la portion active du détecteur consiste en deux électrodes, l'une constituée par un filament incandescent et l'autre constituée par un métal.

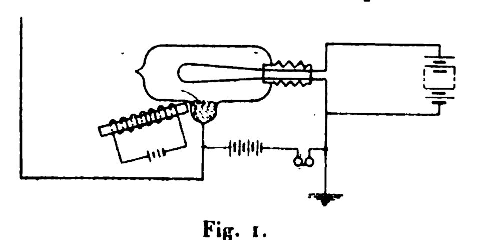


Fig. 1.

Mais ici, la plaque métallique est remplacée par du mercure dont la vapeur est interposée entre les deux électrodes. Pour rendre le détecteur sélectif, l'inventeur emploie un champ magnétique dont l'intensité détermine la fréquence d'oscillations pour laquelle le détecteur présente le maximum de sensibilité. Il est probable que l'effet de ce champ magnétique est de retarder le mouvement des ions conducteurs dans le milieu gazeux et, si les ions sont en mouvement sous l'influence d'impulsions électromagnétiques rapidement alternantes, l'action produite par le champ magnétique dépend de la fréquence ou de la vitesse de vibration, de sorte que, pour un champ donné, l'effet résultant présente un maximum pour une fréquence déterminée.

R. V.

Commande électrique à distance par les ondes hertziennes. — **L. Torrès.**

A la suite de la publication du dispositif employé par M. Devaux [1] dans ses expériences faites au large d'Antibes pour la commande d'un sous-marin à distance au moyen des ondes hertziennes, l'auteur rappelle qu'un dispositif identiquement semblable a été employé par lui en 1902-1903 pour la commande à distance d'un tricycle d'abord, et d'un canot ensuite. En septembre 1905, des expériences ont été faites à plusieurs reprises dans le port de Bilbao sur un canot qui évoluait à une distance de 300 à 2 000 mètres de la berge.

L'appareil employé par l'auteur, et nommé par lui télékine, est décrit dans deux brevets de décembre 1902 et de décembre 1903. Dans ce dernier brevet, on retrouve un électro-aimant dont l'armature entraîne un encliquetage à crochet commandant un levier qui se meut sur une couronne de plots. A chaque émission de courant, l'armature fait tourner d'une dent la roue à crochet et fait avancer le levier ; en même temps, l'armature agit sur un autre levier et le fait pivoter en lui faisant quitter ainsi une butée sur laquelle il repose normalement. Ce dernier levier tend à revenir sur sa butée, dès qu'il est abandonné à lui-même, mais ne peut effectuer ce mouvement que très lentement ; soit à cause de son inertie, soit par le jeu d'un mécanisme de freinage. Or pendant que le premier levier passe d'une position à une autre, l'armature oscille très rapidement et le temps écoulé entre deux émissions successives de courant dans l'électroaimant n'est pas suffisant pour que le second levier puisse venir s'appuyer sur sa butée : le contact est donc interrompu entre ce levier et sa butée au moment même où le mouvement du premier levier commence, et ne se rétablit qu'après que ce levier est arrivé à une nouvelle position de repos.

Comme on le voit par cette rapide description, l'appareil décrit en 1903 par l'auteur est identique à celui qu'a utilisé M. Devaux en 1906.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur la transformation de l'énergie électrique en lumière. — **Ch.-P. Steinmetz.** — *American Institute of Electrical Engineers.*

Incandescence. — Si de l'énergie est dépensée dans un solide ou un liquide, et s'il n'y a pas d'autre travail produit, le corps s'échauffe. Cette énergie est dissipée en partie par conduction et en majeure partie par radiation. Quand on accroît la quantité d'énergie en jeu, la radiation croît aussi, et les qualités de cette radiation changent : il apparaît d'abord des radiations de très grande longueur d'onde ou de très basse fréquence, puis, à mesure que l'énergie croît, la fréquence devient de plus en plus élevée, ou, ce qui revient au même, la longueur d'onde de la radiation devient de plus en plus courte. Parmi le nombre considérable d'ondes radiées par un

[1] *Éclairage Électrique*, t. XLVIII, 18 août 1906, p. 274.

corps chaud, un peu moins d'une octave est visible pour l'œil. Ces longueurs d'ondes sont utiles sous forme de lumière ; les autres constituent de l'énergie perdue.

Parmi les rayons utiles, les trois quarts d'octave visibles n'apparaissent que quand la température est élevée. Quand la température augmente, non seulement les ondes constantes deviennent plus intenses, mais il apparaît de nouvelles ondes de plus en plus courtes, et le maximum d'intensité se déplace du côté des ondes les plus courtes. Avec l'augmentation de température, la proportion (°/₀) de radiation visible devient plus grande et atteint un maximum ; le rendement atteint sa plus grande valeur quand le maximum d'intensité tombe dans l'octave visible. Il est probable que ce maximum soit supérieur à la température du cratère de l'arc, et soit voisin de 4 000° à 5 000°. A cette température, le rendement de la lumière incandescente est maximum, et la consommation spécifique a probablement pour valeur un quart à un demi-watt par bougie. Même là, le rendement n'est pas élevé, et n'atteint pas 5 °/₀, c'est-à-dire que si l'on pouvait porter un corps incandescent à la température correspondant au maximum de rendement, on recueillerait sous forme de lumière à peine 5 °/₀ de l'énergie totale dépensée. Les 95 °/₀ de l'énergie dépensée seraient convertis en rayons ultraviolets, chimiques ou actiniques, en rayons X, ou en rayons calorifiques de grande longueur d'ondes. Il y a donc ainsi une limite absolue au rendement de l'éclairage par incandescence.

Plus la température est élevée, plus est grand le rendement d'un corps incandescent. Le charbon semble être la plus réfractaire de toutes les substances : son point d'ébullition est voisin de 3 500°, et le cratère incandescent de l'arc au carbone est la source de lumière par incandescence qui présente le meilleur rendement. Dans une lampe à incandescence, la limite de température n'est pas le point d'ébullition du carbone, comme dans l'arc électrique, mais elle ne peut guère dépasser 1 800°, sans quoi le filament serait rapidement détruit. Bien au-dessous du point d'ébullition, il se produit une évaporation ; le filament diminue de section et augmente de résistance ; la température décroît et, avec elle, le rendement. Les vapeurs de carbone noircissant l'ampoule sur laquelle elles se condensent, il en résulte une nouvelle cause de diminution de rendement. Ainsi le rendement a été sacrifié dans la lampe à incandescence pour l'obtention d'une durée de fonctionnement suffisante : la consommation spécifique, au lieu d'être voisine de 1 watt par bougie, comme dans l'arc électrique, atteint 4 watts par bougie environ.

Dans la lampe à incandescence, le problème de l'amélioration du rendement peut être abordé de deux façons différentes.

On peut remplacer le charbon par un corps ayant une plus faible tension de vapeur à haute température, et un point de fusion suffisamment élevé. Le tantale, l'osmium, le tungstène semblent devoir donner des résultats tout à fait remarquables, puisque la consommation spécifique a pu être abaissée à 2 watts, 1,5 watts et 1 watt par bougie, grâce à l'emploi de ces métaux comme filaments. L'inconvénient que présente l'emploi de fils métalliques réside dans leur faible résistance spécifique qui empêche la construction de lampes de faible puissance lumineuse et de lampes à tensions élevées.

Une autre manière d'aborder le problème consiste à chercher un moyen d'améliorer le charbon. La tension de vapeur dépend non seulement de la constitution chimique, mais aussi de la structure physique. Au point d'ébullition du carbone, le charbon déposé des hydrocarbures se transforme en une variété allotropique ayant des caractéristiques métalliques prononcées, telles que l'élasticité, le coefficient positif de température, une grande stabilité, etc. : les filaments ainsi obtenus et nommés filaments métallisés peuvent fonctionner avec un rendement beaucoup plus élevé que les filaments de carbone ordinaires.

Radiation sélective des solides. — La plupart des corps incandescents suivent la même loi de radiation, la loi de radiation du « corps noir ». Si l'on peut trouver un corps présentant une radiation très sélective, c'est-à-dire telle que la proportion de la radiation comprise dans le spectre visible à la radiation totale soit anormalement élevée, on obtiendra évidemment un meilleur rendement pour la production de lumière qu'avec le « corps noir » à la même température.

Avec une telle radiation sélective, la couleur de la lumière peut différer de celle d'un corps incandescent. Avec une radiation anormalement

élevée dans le spectre visible, l'augmentation d'intensité est probablement la plus grande dans le milieu du spectre visible ; la couleur de la lumière doit donc se rapprocher du vert-jaune, comme dans les manchons Auer. Le type d'une telle radiation est le cylindre de la lumière au calcium ou la flamme du magnésium qui brûle.

Avec du gaz comme illuminant, on peut obtenir une très grande augmentation de rendement, grâce à la radiation sélective, comme le montre le manchon Auer.

Dans l'éclairage électrique, la lampe Nernst représente sans doute le premier pas fait pour l'amélioration du rendement grâce à la radiation sélective.

Électroluminescence de vapeurs ou de gaz. — Pour obtenir de la lumière avec un bon rendement, il faut produire des radiations, c'est-à-dire des vibrations des molécules ou des atomes du corps qui émet la lumière, dont les fréquences soient, pour la plus grande part possible, comprises dans le spectre visible. Quand on chauffe un corps solide, l'énergie dépensée dans ce corps sous forme de chaleur met en vibration les molécules ou les atomes. Quand ces molécules ne sont pas libres de se mouvoir, comme dans un solide ou un liquide, elles ne peuvent pas vibrer librement ; chacune d'elles ne peut pas avoir une période propre, et la vibration est irrégulière. On a donc affaire à un mélange de toutes sortes de vibrations. Pour qu'il y ait accord entre les vibrations, il faut que les molécules du corps puissent vibrer librement, comme celles d'un gaz. Une vibration d'amplitude définie, de fréquence définie et, par suite, une couleur définie de lumière, ne peuvent être produites que dans un gaz ou une vapeur. Mais, quand on chauffe un gaz ou une vapeur, l'énergie dépensée apparaît, non plus comme la vibration des molécules, sauf peut-être indirectement aux températures très élevées, mais comme un mouvement rectiligne ou une pression. Les molécules se meuvent sur leurs trajectoires rectilignes, la pression augmente, et il n'apparaît pas de lumière. Ainsi la chaleur, qui porte à l'incandescence un solide ou un liquide, ne peut pas rendre un gaz incandescent ou lumineux mais augmente seulement sa pression.

Il existe cependant des méthodes permettant d'amener en vibration les molécules d'un gaz. Des réactions chimiques ou des actions électriques rendent les gaz luminescents. Par exemple, si un gaz est employé comme conducteur de courant électrique, les molécules du gaz sont mises en vibration et l'on trouve une période définie de vibration, ou un certain nombre de périodes ou de fréquences d'après lesquelles les molécules ou les atomes d'un gaz peuvent vibrer : le gaz donne un spectre de raies. Il en résulte un régime vibratoire défini, indépendant de la température. Par exemple, dans la vapeur de mercure, la plus basse fréquence est celle qui donne une raie vert-jaune, mais il n'y a pas une quantité sensible de vibrations d'assez faible fréquence pour donner de la lumière rouge à la température ordinaire. Si l'on élève très haut la température, la molécule de mercure commence à effectuer une vibration de faible fréquence et la lumière rouge apparaît : quand la température croît, la couleur passe graduellement du vert au blanc, puis au rouge. On voit que, dans les vapeurs ou gaz luminescents, la loi de la radiation du corps noir ne s'applique pas.

D'une façon générale, on peut dire qu'un tel arc de gaz luminescents constituant une source lumineuse a un rendement d'autant meilleur que la température est plus basse : c'est juste l'inverse de ce qui a lieu pour un corps solide incandescent.

Théoriquement, il n'y a pas de limite au rendement d'une vapeur luminescente. On peut imaginer une vapeur qui vibre uniquement avec une longueur d'onde particulière, par exemple celle qui correspond à la raie jaune. Toute l'énergie dépensée doit être radiée avec cette longueur d'onde particulière, telle que celle de la lumière jaune, et, par suite, la conversion d'énergie électrique en lumière aura pour rendement 100 %, sans compter les pertes d'énergie par convexion ou conduction. Cette dernière peut être rendue très faible si l'on emploie un tube à vide. En réalité, toute l'énergie électrique n'est jamais convertie en lumière visible, car une grande portion est radiée sous forme de rayons ultrarouges ou ultraviolets. La position des raies dans le spectre caractérise chaque gaz individuellement, et le problème consiste à trouver un gaz présentant la plupart des raies dans le spectre visible.

Avec la vapeur de mercure mise en vibration par le courant, une très forte proportion de l'énergie totale est radiée sous forme de lumière visible. Avec la vapeur de carbone, la proportion



d'énergie radiée dans le spectre visible est extrêmement faible. L'arc au carbone a un rendement extrêmement faible : en pratique, on peut dire qu'il n'est pas lumineux. Le silicium aussi donne un arc qui, en pratique, n'est pas lumineux. D'autres corps, tels que le calcium, le titanium, etc., donnent une proportion très élevée de lumière dans le spectre visible, et présentent, par suite, un très bon rendement.

La couleur de la lumière produite par l'incandescence varie du rouge-jaune à basse température au jaune et approche du jaune-blanc aux températures élevées. La radiation sélective de corps solides tend à donner une prépondérance de rayons vert-jaune sans toutefois changer beaucoup la couleur. Avec des vapeurs ou des gaz électroluminescents, la couleur dépend des raies du spectre qui prédominent.

L'électroluminescence permet de produire de la lumière d'une couleur quelconque. Mais cela complique beaucoup la question du rendement. On ne peut plus considérer comme rendement le rapport de l'énergie radiée à l'énergie totale dépensée, puisque les différentes parties du spectre visible ont des équivalents d'énergie très différents : une bougie de lumière rouge ou violette représente beaucoup plus d'énergie émise sous forme de radiation, qu'une bougie de lumière verte ou de lumière jaune. L'équivalent lumineux de l'énergie est une fonction de la longueur d'ondes. Il est évidemment nul dans l'ultrarouge, et très faible dans le rouge sombre et augmente peu à peu jusqu'à un maximum qu'il atteint dans le jaune et le vert ; ensuite il décroît pour redevenir très faible dans le violet et nul dans l'ultraviolet. Une bougie par watt comme lumière rouge ou comme lumière violette pourrait représenter un rendement très élevé tandis que dix bougies par watt, avec de la lumière verte ou jaune, constituerait un mauvais rendement : autrement dit l'énergie radiée dans un faisceau d'une bougie de lumière rouge est probablement plus grande que l'énergie d'un faisceau lumineux de dix bougies de lumière verte.

Cette particularité explique l'impossibilité où l'on se trouve de déterminer le rendement lumineux par des quantités physiques. La lumière constitue une conception physiologique de quelques longueurs d'ondes de radiation, mais non une quantité physique.

Quand on recherche comme unique condition une économie élevée, les spectres dans lesquels le vert et le jaune dominent sont particulièrement avantageux : par exemple l'arc au mercure ou l'arc à flamme au calcium ont un rendement élevé, mais donnent une lumière presque monochromatique. Le soleil, comme corps incandescent, donne la lumière des solides et des liquides et émet toutes les radiations, avec une prédominance nette dans le rouge. On a généralement coutume de demander aux lumières artificielles de s'approcher autant que possible de la lumière solaire, c'est-à-dire de la lumière blanche. Le problème est donc de trouver une vapeur qui donne les raies spectrales de tout le spectre visible, distribuées à peu près de la même manière que dans le spectre solaire, et qui donne aussi peu de raies que possible en dehors du spectre visible.

Une substance donnant des raies spectrales uniformément distribuées en intensité dans tout le spectre visible ne serait pas blanche, mais verte, à cause de l'effet physiologique plus prononcé des radiations occupant le milieu du spectre.

(A suivre.) R. R.

ÉLECTROCHIMIE

***Sur le chlore électrolytique.* — P. Ferchland.**
— *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 décembre 1906.

D'après l'auteur, on peut employer quatre procédés pour purifier le chlore préparé électrolytiquement :

1° On peut empêcher l'oxygène de pénétrer dans l'espace anodique ;

2° On peut neutraliser l'oxygène nuisible dans l'espace anodique ;

3° On peut employer des électrodes inattaquables ;

4° On peut purifier le gaz postérieurement.

D'après la première méthode, on peut empêcher la pénétration de l'oxygène dans l'espace anodique en maintenant l'accumulation de potasse caustique dans l'espace cathodique. Cela exigerait un vidage fréquent des bains et cela entraînerait des frais importants. La pénétration de l'alcali vers l'anode peut plus avantageusement être évitée en faisant circuler tout l'élec-



trolyte dans la direction de l'anode vers la cathode. On peut particulièrement employer la méthode sans diaphragme, mais on peut aussi utiliser des diaphragmes en amiante (d'après Hargraeves et Bird).

D'après la deuxième méthode, la neutralisation de l'oxygène qui a pénétré peut être réalisée par l'adjonction d'un second diaphragme, l'espace entre les deux diaphragmes étant rempli d'une solution neutre de sels. Cette méthode est encore inapplicable à cause du vidage des bains. Il vaut mieux employer une méthode de précipitation, en précipitant par exemple l'oxygène, sous forme de peroxyde de plomb. On a essayé aussi, en amenant d'une façon permanente de l'acide chlorhydrique, de rendre impossible la formation de sels oxygénés dans l'espace anodique : cette méthode est évidemment applicable, mais seulement dans de grosses exploitations. Les appareils nécessaires sont très compliqués, et leur conduite exige un moment d'attention et d'habileté de la part des ouvriers.

La troisième méthode, l'emploi d'électrodes inattaquables, semble très simple. Avant tout, on dispose, pour remplacer le charbon, de trois corps inattaquables au chlore naissant : ce sont le platine, l'oxyde de fer et le peroxyde de plomb. L'emploi du platine sous forme de tôles conduit à des prix énormes. Même en employant des feuilles très minces, une installation de 1 000 chevaux, dont l'établissement coûte 1,85 millions, exigerait pour 2,5 millions de platine. Pour quelques appareils de débit limité, les électrodes établies par la maison Heraeus, et consistant en fils ou feuilles très minces soudés dans du verre, peuvent être employées. Dans beaucoup de cas, les plaques de fer, revêtues d'une couche d'oxyde de fer coulé, peuvent être d'un emploi avantageux : il en est de même des plaques en oxyde de fer coulé. Mais ces plaques présentent une résistance électrique très élevée et conduisent, en pratique, à des dimensions colossales d'électrodes. Le peroxyde de plomb, bien connu des électrochimistes à cause de l'accumulateur, semble se prêter à cette application, mais aucun résultat pratique n'a encore été obtenu. Par exemple, on a proposé (Fitz Gerald) des électrodes formées de litharge oxydée ensuite par solution ou par électrolyse et transformées en peroxyde de plomb. Ces électrodes sont très massives et présentent une résistance élevée.

La quatrième méthode qui consiste à purifier postérieurement, au moyen d'acide carbonique, le gaz impur présente des difficultés particulières. La séparation chimique est très difficile, car c'est le gaz le plus difficile à enlever que l'on doit faire disparaître. La séparation physique, la distillation fractionnée, qui donnerait des résultats certains, est inapplicable dans une grande installation. Il y a encore une quantité de problèmes intéressants à résoudre, mais on peut espérer que des progrès importants seront faits dans l'avenir, probablement dans la réalisation d'électrodes inattaquables.

E. B.

***Nouveau four électrique.* — A. Schwarz. —** *Physikalische Zeitschrift.*

L'auteur décrit un type de four électrique permettant d'obtenir exactement la température voulue. Le four consiste en un tube de 6 centimètres de diamètre et 80 centimètres de longueur en tôle de fer de moyenne épaisseur. En deux points sont disposées deux ouvertures opposées fermées par du mica et permettant d'observer les phénomènes qui se produisent dans le four. Tout le tube, sauf les fenêtres de mica, est enveloppé de papier d'amiante sur lequel est enroulée une spirale de chauffage en fil de nickeline de $0^{mm},75$ de diamètre. Au-dessus de cette spirale est disposé un revêtement en calorifuge de 3 centimètres d'épaisseur, puis une enveloppe de tôle séparée du revêtement par un espace d'air de 2 centimètres. Des fenêtres en mica correspondent à celles du tube intérieur. Pour éviter la chute de chaleur aux extrémités du four, l'auteur a employé un artifice particulier, en plaçant à ces extrémités deux petits fours auxiliaires avec enroulements en fil de nickeline dans lesquels on fait passer un courant dérivé d'intensité réglable. Grâce à ce dispositif, on peut compenser les chutes de chaleur existant aux bouts du four, et les courbes relevées par l'auteur montrent que la température est bien uniforme sur toute la longueur du four.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOIRT.



Tome L. Samedi 2 Février 1907. 14e Année. — N° 5.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

NOTES SUR LE MOTEUR SHUNT COMPENSÉ MONOPHASÉ

L'établissement de réseaux de traction à courant monophasé a créé un débouché sérieux pour les moteurs monophasés susceptibles d'une application aux diverses industries des régions desservies. L'alimentation de moteurs par les usines génératrices de ces réseaux aurait fréquemment en effet un grand intérêt économique : d'un côté l'énergie souvent disponible avec une ligne de faible trafic trouverait là une utilisation immédiate ; d'un autre côté, le développement des industries de la région serait favorisé par l'emploi d'une force motrice à bas prix.

Enfin, indépendamment de toute question de traction, il est à présumer que le courant monophasé sera utilisé sur une grande échelle pour le transport de force à longue distance : si l'on fait travailler les isolants dans des conditions identiques, le courant monophasé réalise en effet sur le triphasé une économie de cuivre assez sérieuse (1); il diminue de plus le nombre des isolateurs dans la proportion de 2/3, tout en simplifiant notablement la pose et l'entretien de la ligne. D'autre part, ainsi que cela a été démontré par les études publiées récemment sur les longues lignes à courants alternatifs (2), l'on devra adopter pour ces lignes des fréquences relativement basses, 25 et même 15 périodes par seconde. Dans ces conditions, l'emploi de machines à collecteur est parfaitement admissible ; parmi celles-ci le moteur shunt monophasé à vitesse constante dû aux travaux de M. Latour semble plus particulièrement indiqué, grâce à ses propriétés spéciales. Comme on le sait, ces propriétés

(1) Voir l'article de M. Latour publié dans l'*Éclairage Électrique* du 16 février 1901.

(2) Voir l'étude de M. Blondel parue dernièrement dans l'*Eclairage Électrique* des 27 octobre, 3 et 17 novembre, 1er décembre 1906, p. 121, 161, 241 et 321.

sont: *a)* une vitesse sensiblement constante quelle que soit la charge ; *b)* un démarrage aisé ; *c)* un facteur de puissance réglable ; *d)* une commutation parfaite à tous régimes, une fois le démarrage opéré. L'étude du moteur shunt Latour est donc très intéressante ; elle nous avait conduit à une première publication sous le même titre dans les numéros de l'*Éclairage Électrique* des 4 mars et 27 mai 1905, depuis cette époque il n'a rien été publié d'analogue, à notre connaissance. Cette première étude, dans un but de simplification et pour permettre une étude graphique commode, se bornait au cas où l'on néglige la résistance ohmique du court-circuit B_2B_2 (fig. 1) ([1]). Les calculs ne présentent alors aucune complication notable, mais malheureusement l'hypothèse précédente n'est pas toujours justifiable et l'on est amené à l'étude du problème dans toute sa généralité, malgré sa grande complexité. Tel est le but de ce deuxième mémoire dans lequel l'on suivra le même ordre que dans le premier, en commençant par le cas relativement simple de la figure 1 où les balais ne sont pas décalés et où les tensions appliquées au stator et au rotor sont en phase.

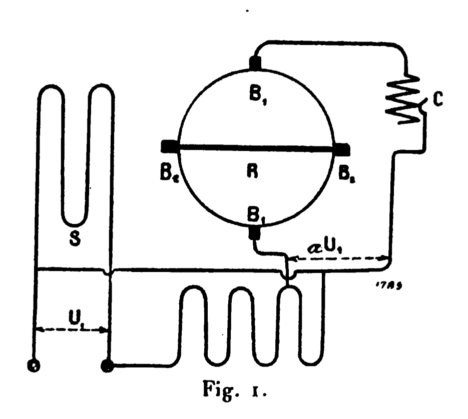


Fig. 1.

Équations générales.

Notations. — Nous conserverons les mêmes notations ; toutefois, pour donner une complète généralité aux formules et les rendre applicables même dans le cas d'une répartition non sinusoïdale des flux magnétiques, nous serons amenés à introduire deux nouveaux symboles m et μ que nous définirons ci-dessous. Désignons donc par :

I_1 le courant statorique,

J_2 celui parcourant le circuit rotorique B_1B_1,

I_2 le courant parcourant le circuit rotorique B_2B_2,

R_1, R_2, R_3 les résistances ohmiques correspondantes (R_2 comprend éventuellement la résistance d'un rhéostat de réglage),

L_1 le coefficient de self-induction de l'enroulement statorique,

L_2 celui des enroulements rotoriques B_1B_1, B_2B_2 supposés identiques,

$M = \sqrt{(1-\sigma)L_1L_2}$ le coefficient d'induction mutuelle entre le stator et le rotor,

m un coefficient tel que, multiplié par la vitesse angulaire, il donne la force électromotrice dynamique induite dans le circuit B_1B_1 du rotor lorsqu'il passe un courant-unité dans le stator (dans le cas d'une distribution sinusoïdale des flux, l'on démontre aisément l'égalité $m = M$).

μ un coefficient analogue à m pour l'ensemble des deux circuits rotoriques. (Dans le cas de flux sinusoïdaux $\mu = L_2$.)

$\Omega = \frac{2\pi}{T}$ la vitesse de pulsation du courant,

ω la vitesse angulaire du moteur.

Équations fondamentales. — Si l'on considère le circuit primaire, la tension aux bornes statoriques étant U_1, l'on peut écrire l'égalité : $(j = \sqrt{-1})$.

$$U_1 = R_1I_1 + L_1\Omega I_1 j + M\Omega I_2 j \text{ ([1])}. \qquad (1)$$

([1]) Pour tenir compte dans une certaine mesure des pertes ohmiques dans le cuivre de cet enroulement, l'on peut d'ailleurs majorer convenablement la résistance ohmique R_2 du circuit B_1B_1, la doubler par exemple, ainsi qu'on le verra dans la suite.

([2]) Cf. *Éclairage Électrique*, 4 mars 1905, page 322.



De même pour le circuit B_1B_1, l'on trouve :

$$U_2 = aU_1 = R_2J_2 + L_2\Omega J_2 j + m\omega I_1 + \mu\omega I_2 \qquad (2)$$

et enfin pour le circuit B_2B_2 :

$$O = R_3I_2 + L_2\Omega I_2 j + M\Omega I_1 j - \mu\omega I_2. \qquad (3)$$

Les courants I_1, I_2, J_2 sont entièrement déterminés par les trois équations précédentes.

Tirons de (3) la valeur de I_2 et portons-la dans (1) et (2) ; il vient

$$I_2 = \frac{\mu\omega J_2 - M\Omega I_1 j}{R_3 + L_2\Omega j}$$

$$U_1 = R_1I_1 + L_1\Omega I_1 j + M\Omega j \frac{\mu\omega J_2 - M\Omega I_1 j}{R_3 + L_2\Omega j}$$

ou en posant $$Z_3 = \sqrt{R_3^2 + L_2^2\Omega^2} \qquad \operatorname{tg}\gamma = \frac{L_2\Omega}{R_3}$$

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= (R_1 + (1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)I_1 + (1-(1-\sigma)\sin^2\gamma)L_1\Omega I_1 j \\ &\qquad + M\Omega\frac{\cos\gamma\mu\omega}{Z_3}J_2 j + M\Omega\frac{\sin\gamma\mu\omega}{Z_3}J_2. \\ &\text{De même} \\ aU_1 &= \left(R_2 + \frac{\mu^2\omega^2\cos\gamma}{Z_3}\right)J_2 + \left(1 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3^2}\right)L_2\Omega J_2 j - \frac{\mu\Omega\cos\gamma}{Z_3}M\omega I_1 j \\ &\qquad + \left(\frac{m}{M} - \frac{\mu\Omega\sin\gamma}{Z_3}\right)M\omega I_1. \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Ces équations sont de la forme

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= Z_1'I_1 + Z_2'J_2 \\ aU_1 &= Z_1''I_1 + Z_2''J_2 \end{aligned}\right\} \qquad (4')$$

les Z étant des quantités complexes ; l'on en tire immédiatement

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{aZ_2' - Z_2''}{Z_1''Z_2' - Z_1'Z_2''}U_1 \\ J_2 &= \frac{Z_1'' - aZ_1'}{Z_1''Z_2' - Z_1'Z_2''}U_1. \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Le courant total primaire absorbé est $I_1 + J_1$, J_1 désignant le courant passant dans le primaire du transformateur alimentant le rotor ; si l'on néglige les pertes et le courant à vide de ce transformateur, l'on peut admettre l'égalité $J_1 = aJ_2$, de telle sorte que le courant total a pour expression

$$J_1 + I_1 = \frac{a(Z_2' + Z_1'') - (Z_2'' + a^2Z_1')}{Z_1''Z_2' - Z_1'Z_2''}U_1. \qquad (6)$$

En comparant les équations (4) et (4'), l'on trouve que les Z sont déterminés par les égalités suivantes : $\left(\text{l'on posera } \frac{m}{M} = \xi\right)$.

$$Z_1' = R_1 + (1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma + (\cos^2\gamma + \sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega j$$

$$Z_1'' = \left(\xi - \frac{\mu\Omega}{Z_3}\sin\gamma\right)M\omega - \frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma j$$

$$Z_2' = \frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma + \frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma j$$

$$Z_2'' = R_2\frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma + \left(1 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3^2}\right)L_2\Omega j.$$

Formules des courants. — En portant ces valeurs Z'_1, Z''_1, Z'_2, Z''_2 dans les équations (5) et en mettant les fractions sous la forme $\frac{A+Bj}{A'+B'j}$ (AA'BB' étant des quantités réelles), l'on obtiendra facilement les *valeurs réelles efficaces*.

$$I_1 \,(\text{ou } J_2 \text{ ou } I_1+J_1) = \frac{\sqrt{A^2+B^2}}{\sqrt{A'^2+B'^2}}\,U_1.$$

Après avoir effectué cette opération pour I_1, l'on arrive, toutes simplifications faites, à l'expression :

$$I_1 = \frac{U_1\sqrt{\left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma\right)^2 + \left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right)^2}}{\sqrt{\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)R_2 - L_1L_2\Omega^2(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma) + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(R_1\cos\gamma + L_1\Omega\sin\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\sin\gamma\right)\right]^2 + \left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)L_2\Omega + L_1\Omega(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)R_2 + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(-R_1\sin\gamma + L_1\Omega\cos\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\cos\gamma\right)\right]^2}} \quad (7)$$

De même, en désignant, pour abréger l'écriture, par $\mathfrak{D}$ le dénominateur de la fraction précédente (7), l'on a

$$J_2 = \frac{U_1\sqrt{\left[\left(\xi - \frac{\mu\Omega}{Z_3}\sin\gamma\right)M\omega - aR_1 - a(1-\sigma)L\Omega\sin\gamma\cos\gamma\right]^2 + \left[\frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma + a(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega\right]^2}}{\mathfrak{D}}.$$

Décalages. Facteurs de puissance. — Laissant de côté pour le moment les expressions du courant I_2 et du courant total $I_1 + aJ_2$, calculons les angles de déphasages φ_1 et φ_2 des courants I_1, J_2 sur la tension U_1 ; ces angles se déduisent également du système (5) en considérant encore les fractions sous la forme $\frac{A+Bj}{B'+B'j}$ et en appliquant la formule

$$\operatorname{tg}\varphi_1 \,(\text{ou } \varphi_2) = \frac{AB' - BA'}{BB' + AA'}$$

les angles φ_1 et φ_2 étant comptés comme *positifs* lorsque les courants correspondants sont en *retard* sur la tension.

L'on obtient ainsi :

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{\left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma\right)\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)L_2\Omega + L_1\Omega(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)R_2 + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(-R_1\sin\gamma + L_1\Omega\cos\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\cos\gamma\right)\right] - \left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right)\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)R_2 - L_1L_2\Omega^2(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma) + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(R_1\cos\gamma + L_1\Omega\sin\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\sin\gamma\right)\right]}{\left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right)\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)L_2\Omega + L_1\Omega(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)R_2 + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(-R_1\sin\gamma + L_1\Omega\cos\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\cos\gamma\right)\right] + \left(a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma\right)\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)R_2 - L_1L_2\Omega^2(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma) + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(R_1\cos\gamma + L_1\Omega\sin\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\sin\gamma\right)\right]}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{\left[\left(\xi - \frac{\mu\Omega}{Z_3}\sin\gamma\right)M\omega - aR_1 - a(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma\right]\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma\,(L_2\Omega + L_1\Omega(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)R_2 + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(-R_1\sin\gamma + L_1\Omega\cos\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\cos\gamma\right)\right] + \left[\frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma + a(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega\right]\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)R_2 - L_1L_2\Omega^2(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma) + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(R_1\cos\gamma + L_1\Omega\sin\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\sin\gamma\right)\right]}{-\left(\frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma + a(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega\right)\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)L_2\Omega + L_1\Omega(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma)R_2 + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(-R_1\sin\gamma + L_1\Omega\cos\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\cos\gamma\right)\right] + \left[\left(\xi - \frac{\mu\Omega}{Z_3}\sin\gamma\right)M\omega - aR_1 - a(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma\right]\left[(R_1+(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma)R_2 - L_1L_2\Omega^2(\cos^2\gamma+\sigma\sin^2\gamma) + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\left(R_1\cos\gamma + L_1\Omega\sin\gamma - \xi\frac{M^2\Omega}{\mu}\sin\gamma\right)\right]}$$

L'on vérifie aisément qu'au démarrage ces formules deviennent

$$\operatorname{tg} \varphi_{1d} = \frac{L_1\Omega(\cos^2\gamma + \sigma\sin^2\gamma)}{R_1 + (1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{2d} = \frac{L_2\Omega}{R_2}$$

ce qui pouvait être prévu à priori.

Les formules précédentes se présentent sous une forme assez compliquée, mais il est possible néanmoins d'en tirer des conclusions intéressantes, surtout lorsque l'on néglige certains termes d'importance secondaire, ainsi qu'on le verra plus loin ; avant d'entreprendre cette discussion, nous chercherons l'expression du couple.

Couple. — A cet effet, remarquons tout d'abord qu'en vertu de principes énoncés précédemment (¹), le couple d'un moteur shunt peut être représenté dans le cas qui nous occupe par l'expression

$$G = M\overline{I_1 J_2}$$

$\overline{I_1 J_2}$ représentant le produit géométrique des courants $I_1 J_2$.

D'autre part, en éliminant U_1 entre les deux équations (5), l'on obtient la relation :

$$J_2 = I_1 \times \frac{Z_1'' - aZ_1'}{aZ_2' - Z_2''} \tag{11}$$

$$= I_1 \times \frac{\left(\xi - \frac{\mu\Omega\sin\gamma}{Z_3}\right)M\omega - aR_1 - a(1-\sigma)L_1\Omega\sin\gamma\cos\gamma - \left[\frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma + a(\cos^2\gamma + \sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega\right]j}{a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma + \left[a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right]j}. \tag{11'}$$

Or, lorsque deux quantités complexes I_1, J_2 sont reliées par une relation de la forme $J_2 = \frac{A + Bj}{A' + B'j} I_1$, il est possible de démontrer que leur produit géométrique a pour valeur réelle

$$I_1^2 \frac{AA' + BB'}{A'^2 + B'^2}.$$

En appliquant cette règle, l'on trouve immédiatement que le couple a pour expression en fonction du courant I_1

$$C = MI_1^2 \times \frac{\left[\left(\xi - \frac{\mu\Omega\sin\gamma}{Z_3}\right)M\omega - aR_1 - a(1-\sigma)\,{}_1L\Omega\sin\gamma\cos\gamma\right]\left[a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma\right] - \left[\frac{\mu\Omega}{Z_3}M\omega\cos\gamma + a(\cos^2\gamma + \sigma\sin^2\gamma)L_1\Omega\right]\left[a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right]}{\left[a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\sin\gamma - R_2 - \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\cos\gamma\right]^2 + \left[a\frac{\mu\omega}{Z_3}M\Omega\cos\gamma - L_2\Omega + \frac{\mu^2\omega^2}{Z_3}\sin\gamma\right]^2}. \tag{12}$$

Pour avoir l'expression de ce couple en fonction de la tension aux bornes U_1, il suffit de remplacer I_1^2 par sa valeur donnée par (7). En effectuant cette opération il vient immédiatement :

$$C = \frac{\mathfrak{N} U_1^2}{\mathfrak{D}^2}$$

$\mathfrak{N}$ désignant le numérateur de la fraction (12).

Les vitesses pour lesquelles le couple s'annule se détermineront donc en égalant $\mathfrak{N}$ à zéro ; l'équation ainsi obtenue est du troisième degré en ω.

Nous examinerons tout d'abord un cas particulier intéressant, celui pour lequel $a = 0$, ce

(¹) Cf., sur la théorie du moteur série compensé monophasé, *Éclairage Électrique*, 1er octobre 1904.



qui correspond à la mise en court-circuit de l'enroulement B_1B_1 ; les racines de l'équation $\mathfrak{N} = 0$ sont alors

$$\omega = 0$$

et

$$\omega = \pm \Omega \sqrt{\frac{L_2}{\xi\mu}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) - \frac{Z_3^2}{\mu^2\Omega^2} \times \frac{R_2}{R_3}}. \qquad (13)$$

Si

$$m = M$$
$$L_2 = \mu$$
$$R_2 = R_3$$

la formule précédente devient

$$\omega = \pm \Omega \sqrt{1 - \frac{R_2^2}{L_2^2\Omega^2}}.$$

L'on reconnait la formule qui donne pour un moteur monophasé asynchrone ordinaire la vitesse correspondant à un couple nul. L'on en conclut, ainsi que de l'examen des formules (7), (9) et (10), que les deux moteurs sont identiques dans ce cas particulier; ceci a été signalé déjà par divers auteurs, mais sans démonstration bien rigoureuse à notre connaissance. L'analogie ne doit pas, du reste, être poussée trop loin en pratique, car lorsque la distribution du flux n'est pas sinusoïdale, les coefficients M et m_1, L_2 et μ ne sont pas identiques et peuvent avoir des valeurs assez différentes ; d'autre part, au point de vue quantitatif, les résistances ohmiques ont une valeur notablement plus élevée avec l'emploi d'un collecteur et de balais, de telle sorte que le fonctionnement sans excitation du moteur de la figure 1 ne sera pas satisfaisant en général. (Comme on le sait, un moteur monophasé asynchrone ordinaire ne possède une marche suffisante qu'à la condition d'avoir des circuits rotoriques de très faible résistance ohmique.)

Nous n'insisterons pas sur ce cas particulier, renvoyant le lecteur à une étude publiée récemment ici même sur le diagramme rigoureux du moteur monophasé asynchrone (*Éclairage Électrique* des 27 janvier et 14 avril 1906); les constructions indiquées dans cette étude s'appliquent également au montage envisagé actuellement, ce qui nous dispensera d'y revenir.

La discussion des valeurs fournies par l'égalité (13) dans le cas général est intéressante ; en particulier, cherchons si la vitesse à vide peut être *hypersynchrone*. Pour cela, il faut et il suffit que l'inégalité

$$\frac{L_2}{\xi\mu}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) - \frac{Z_3^2}{\mu^2\Omega^2} \times \frac{R_2}{R_3} > 1 \qquad (14)$$

soit satisfaite.

L'étude de l'inégalité précédente offre un grand intérêt théorique; l'on reconnait en premier lieu comme conditions nécessaires

$$m \neq M$$

ou

$$\mu \neq L_2.$$

(En général, bien qu'une seule des conditions soit nécessaire *analytiquement*, l'une entraîne *physiquement* l'autre.)

Par conséquent la présence d'harmoniques dans la distribution des flux est indispensable à la réalisation d'une marche à vide hypersynchrone.

Ces conditions remplies, on peut mettre l'inégalité (14') sous la forme plus commode

$$R_2 < \frac{L_2\mu\Omega^2 - \mu^2\Omega^2\xi}{\xi Z_3^2 - L_2\mu\Omega^2} R_3 \qquad (14')$$

en supposant de plus vérifiées les inégalités (¹)

$$\left.\begin{array}{l} \xi = \dfrac{m}{M} < 1 \\ \dfrac{\mu}{L_2} < 1. \end{array}\right\}$$

Admettons par exemple la relation $\xi = \frac{m}{M} = \frac{\mu}{L_2}$ (hypothèse assez vraisemblable avec une faible dispersion et dans le cas d'un enroulement statorique analogue à l'enroulement du rotor), l'inégalité (14″) prend la forme simple

$$R_2R_3 < (1 - \xi^2) L_2^2\Omega^2. \qquad (14'')$$

Telle est la condition pour que la marche à vide soit hypersynchrone.

(A suivre.) J. BETHENOD.

LES INSTALLATIONS DE TRACTION ÉLECTRIQUE DU PENNSYLVANIA RAILROAD

I. — LIGNES DU LONG ISLAND R[y]

La puissante usine génératrice que la compagnie du Pennsylvania Railroad a établie dans le courant de l'année dernière auprès de Long Island City a été décrite succinctement (*Eclairage Electrique*, 26 mai 1906, page 296). Sa capacité finale dépassera 100 000 kilowatts, et elle est chargée d'alimenter les voies électriques du Long Island Railroad. Nous nous proposons aujourd'hui de décrire brièvement les intéressantes installations électriques de ces voies (²).

Les lignes électriques du Long Island R[y] relient New-York à sa banlieue et se raccordent aux lignes du Métropolitan R[y] et du Brooklyn Transit R[y]. Elles sont alimentées en courant continu à 600 volts par cinq sous-stations fixes : en outre, deux sous-stations mobiles, établies sur des trucks, desservent deux lignes aboutissant à des champs de courses, et où le trafic est extrêmement important certains jours de l'année. Les sept sous-stations sont représentées par des points noirs sur la figure 1.

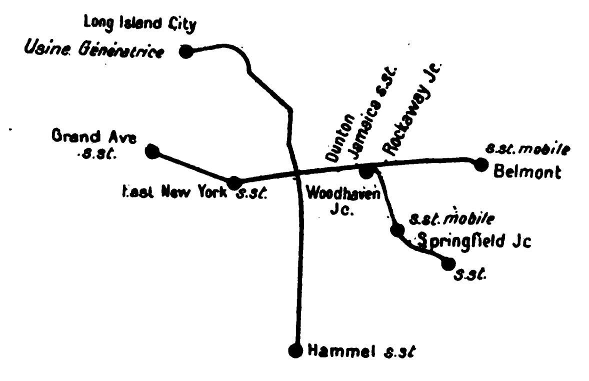


Fig. 1.

Les sous-stations sont reliées à l'usine génératrice de Long Island City par des lignes de transmission triphasées à 12 000 volts : ces lignes sont en partie aériennes et en partie

(¹) On les vérifie aisément dans le cas d'un champ magnétique triangulaire.

(²) Nous avons emprunté à une étude de M. W.-N. Smith, publiée par le *Street Railway Journal*, plusieurs renseignements concernant ces installations.

souterraines. Les ingénieurs chargés de l'établissement des lignes estimant que le système aérien offre autant de sécurité que le système souterrain, est plus facile à réparer en cas d'avarie et coûte sensiblement moins cher, n'ont employé des câbles de transmission que dans des agglomérations où la densité de la population empêchait d'une façon absolue l'adoption des lignes aériennes.

De l'usine génératrice jusqu'à Woodhaven Junction, cinq lignes triphasées transportent l'énergie électrique nécessaire aux différentes sous-stations : ces lignes sont souterraines dans la ville de Long Island, et aériennes sur le reste du parcours : le raccordement du système aérien et du système souterrain s'effectue dans une cabine de parafoudres, représentée en P sur la figure 2. De la sous-station de Woodhaven Junction, trois lignes vont à la sous-station de East New-York, puis deux lignes continuent pour aboutir à la sous-station de Grand Avenue : ces lignes sont souterraines. D'autre part, deux lignes vont de Voodhaven à Dunton, où elles passent par un poste de parafoudres P′ pour devenir aériennes, puis atteignent la sous-station de Rockaway Junction d'où deux dérivations aboutissent aux postes de Belmont et de Springfield Junction où l'on raccorde les sous-stations mobiles qui fonctionnent les jours de course. Enfin, deux lignes, en partie aériennes, en partie sous-marines, partent encore de Woodhaven Junction pour atteindre la sous-station de Hammel.

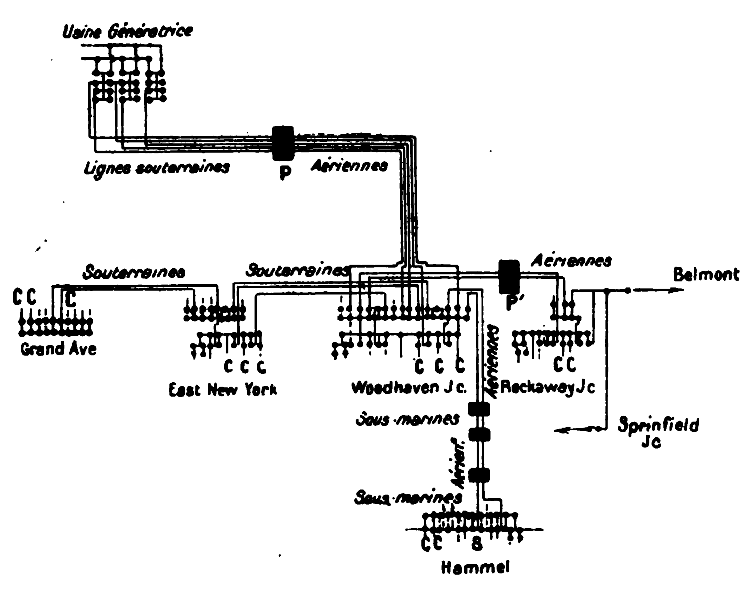


Fig. 2.

Les lignes souterraines triphasées sont placées dans des conduits en poterie vitrifiée de section rectangulaire à angles arrondis avec des parois de 18 millimètres d'épaisseur. Ces conduits sont placés dans du mortier de ciment dans lequel ils sont complètement enfouis. Des chambres d'accès ménagées de distance en distance et construites en ciment permettent de visiter les conduits. Sur les conduits principaux sont branchées des pompes centrifuges, réparties en trois postes, destinées à enlever l'eau qui pourrait pénétrer dans les conduits.

Les câbles souterrains sont à trois conducteurs de 125 millimètres carrés composés chacun, de trente-sept fils de cuivre. Chaque conducteur est recouvert de papier imprégné : les intervalles existant entre les conducteurs isolés sont comblés avec du jute, et une nouvelle couche de papier épais est placée sur l'ensemble. L'enveloppe de plomb a quatre millimètres d'épaisseur et le métal contient 1,5 °/₀ d'étain. Le diamètre total du câble est de 7 centimètres. Chaque longueur de câble a été essayée sous 30 000 volts entre conducteurs et entre un conducteur et l'enveloppe. Après la pose des câbles, on a encore fait un essai à 30 000 volts entre conducteurs et à 27 000 volts entre un conducteur et l'enveloppe pendant 30 minutes. Pour la traversée de la Jamaïca Bay, on a employé des câbles sous-marins armés ; chaque conducteur est isolé au caoutchouc, et l'ensemble des trois conducteurs est à nouveau recouvert de caoutchouc : au-dessus de l'enveloppe de plomb est disposé



un guipage de jute, sur lequel s'appuie une armure de fils de fer galvanisés. Aux chambres de visite et aux sorties dans les sous-stations, les câbles sont encore entourés d'un revêtement d'amiante. Les raccordements de lignes aériennes et de lignes souterraines présentent, comme l'on sait, des dangers importants d'avaries causés par les décharges statiques. On a donc prévu, aux points de raccordement, des postes contenant des parafoudres Westinghouse ; des bobines de self-induction et des interrupteurs de sectionnement. Ces postes de parafoudres sont construits entièrement en fer et en béton, pour éviter tout danger d'incendie.

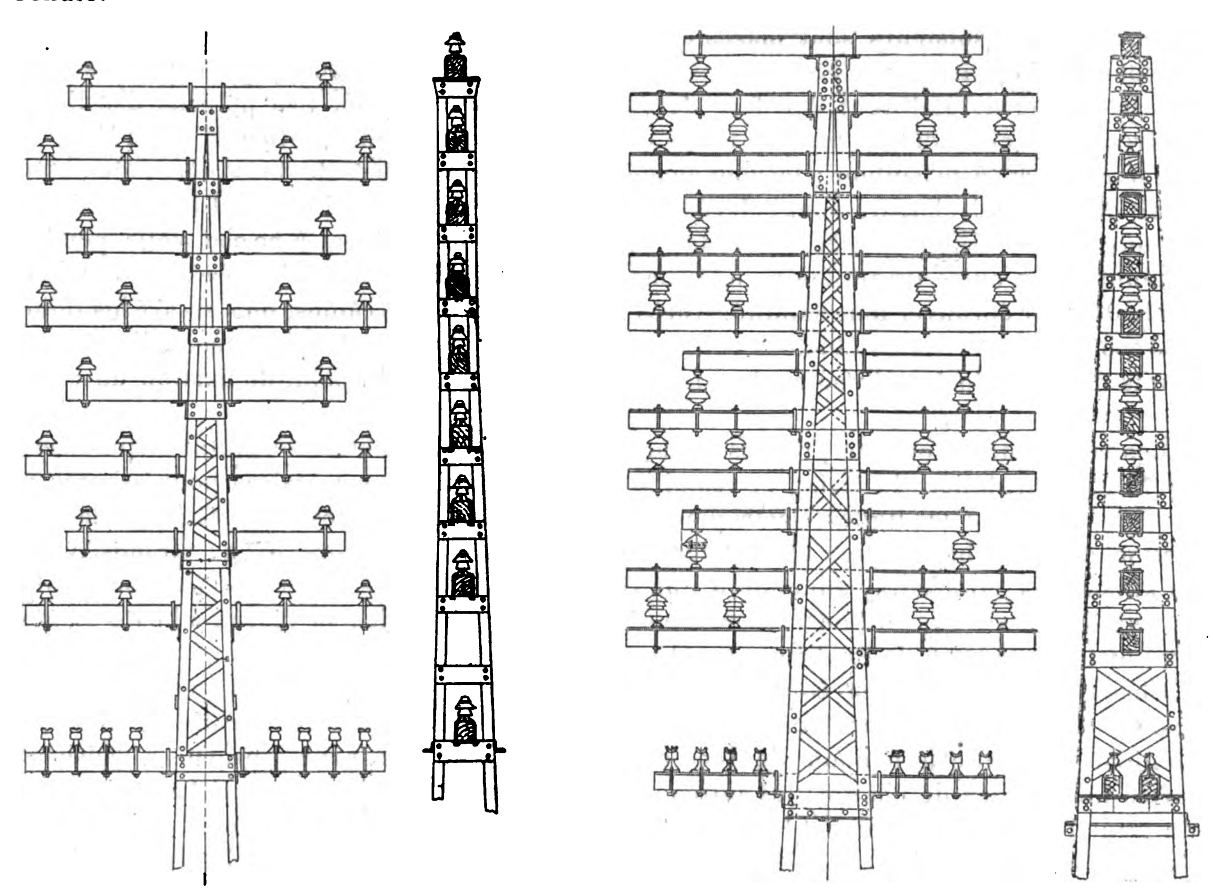


Fig. 3. — Pylône normal.

Fig. 4. — Pylône d'ancrage.

Les lignes aériennes sont établies sur des pylônes en fer dans les portions principales, et sur des poteaux en bois dans les dérivations moins importantes. On a jugé inutile d'adopter, pour plus de sécurité, une double file de poteaux pour soutenir les lignes : on a préféré employer des poteaux de très grande solidité. Les pylônes métalliques de la ligne principale sont prévus pour porter huit lignes triphasées comprenant chacune trois câbles de 125 millimètres, et, en outre, huit câbles à basse tension de 250 millimètres carrés disposés au-dessous des conducteurs à haute tension. Les poteaux des lignes dérivées sont prévus pour deux lignes triphasées seulement et pour quatre câbles à basse tension. La portée moyenne avec les pylônes métalliques est de 45 mètres : le poids de câbles supporté par un pylône, lorsque tous les conducteurs seront en place, s'élève à plus de deux tonnes. Ces pylônes sont formés de fers cornières assemblés par des entretoises en diagonale. La hauteur des

pylônes normaux est de 12 mètres ; quelques-uns ont 15^{m},50. Les pylônes ont été prévus pour résister à une vitesse de vent de 160 kilomètres à l'heure. Les pylônes employés en courbe et pour les ancrages sont d'un modèle particulièrement renforcé. Les figures 3 et 4 représentent les parties supérieures d'un pylône ordinaire et d'un pylône d'ancrage. La distance entre deux isolateurs est de 60 centimètres sur les bras à quatre isolateurs et de 1^{m},80 sur les bras à deux isolateurs. La longueur totale d'un grand bras est de 2^{m},80 et celle d'un petit bras, de 2^{m},10. La distance verticale entre les sommets des deux isolateurs superposés est de 55 centimètres. Le bras qui porte les huit câbles à basse tension a aussi 2^{m},80 de longueur ; les isolateurs sont placés à 22^{cm},5 les uns des autres ; ce bras est à 1^{m},30 au-dessous du bras inférieur portant des conducteurs à haute tension. Les cornières d'angle du pylône normal sont des fers de $7{,}5 \times 7{,}5 \times 1$ centimètre. Les poteaux des lignes dérivées sont en chêne ou en pin jaune créosoté. Les isolateurs normaux ont 16^{cm},25 de diamètre et 12^{cm},5 de hauteur : ils sont en porcelaine et sont formés de deux pièces cimentées entre elles. Ces isolateurs sont colorés avec un vernis sombre qui les rend moins visibles. Ils ont tous été essayés à 30 000 volts dans un essai de durée et à 50 000 volts pendant 2 minutes ; en outre ils ont été plongés dans l'eau bouillante et aussitôt après dans la glace fondante pour éprouver leur solidité. Après la mise en place des câbles, on a essayé les lignes à 30 000 volts entre un conducteur et la terre pendant 4 minutes. Les isolateurs d'arrêt sont munis de deux cloches, l'une au-dessus et l'autre au-dessous du point de fixation du câble.

Les sous-stations ont été prévues de façon à permettre les extensions futures que nécessitera l'augmentation du trafic, et remplissent les conditions nécessaires pour assurer un service rapide sur les lignes électriques. La distance des différentes sous-stations à la sous-station de Woodhaven (fig. 1) sont les suivantes : East New-York 5^{km},2 ; Grand-Avenue 10 kilomètres ; Rockaway Junction 5^{km},5 ; Hammel 11 kilomètres. Les postes de Belmont et Springfield Junction, où l'on raccorde les sous-stations mobiles au réseau à haute station, sont distants de 5^{km},6 de Rockaway Junction.

Chaque sous-station est équipée avec des commutatrices, desservies chacune par un groupe de trois transformateurs monophasés. Une seule d'entre elles, celle de Hammel, contient une batterie-tampon, de 3 200 ampère-heures en une heure, prévue à cause des fortes fluctuations de charge ; les autres recevront des batteries-tampons si l'accroissement du trafic l'exige. Actuellement les commutatrices installées sont généralement des machines de 1 000 kilowatts ; plus tard, ce seront des machines de 1 500 kilowatts. La sous-station de Grand-Avenue contient trois commutatrices de 1 000 kilowatts et en contiendra plus tard 5 de 1 500 kilowatts ; la sous-station d'East New-York contient 3 machines de 1 000 kilowatts et contiendra 4 machines de 1 500 kilowatts ; celle de Woodhaven Junction contient 3 machines de 1 500 kilowatts et en contiendra six ; celle de Rockaway Junction contient 2 machines de 1 000 kilowatts et contiendra 4 machines de 1 500 kilowatts ; celle de Hammel contient 2 machines de 1 000 kilowatts et contiendra 5 machines de 1 500 kilowatts. Cette dernière sous-station contient en outre deux survolteurs de 160 kilowatts desservant la batterie d'accumulateurs. Chaque commutatrice de 1 000 kilowatts est alimentée par trois transformateurs monophasés de 375 kilowatts à refroidissement par circulation d'air. Les bâtiments des sous-stations sont construits de façon à pouvoir contenir, dans la largeur, deux commutatrices de 1 500 kilowatts et les transformateurs correspondants. De part et d'autre des machines sont disposés un tableau à haute tension et un tableau à basse tension. Les fondations des commutatrices ont été prévues partout pour des machines de 150 kilowatts. Les deux sous-stations mobiles contiennent chacune une commutatrice de 1 000 kilo-



watts et les appareils correspondants : elles seront succinctement décrites un peu plus loin.

Les commutatrices sont du type Westinghouse : elles produisent 1600 ampères sous 625 volts ; du côté triphasé, elles sont alimentées sous 370 volts environ. Les machines de 1000 kilowatts sont à huit pôles et tournent à la vitesse de rotation de 375 tours par minute ; les machines de 1500 kilowatts produisent 2400 ampères à 625 volts, ou 2500 ampères à 600 volts. Elles ont douze pôles et tournent à la vitesse de rotation de 250 tours par minute. L'excitation est compound ; les bobines série sont prévues pour que la tension augmente de 600 volts à vide à 625 volts en charge. Les constructeurs garantissent que les machines peuvent supporter 250 °/₀ de surcharge sans se décrocher pourvu que la différence de potentiel alternative ne tombe pas de plus de 14 °/₀. Chaque commutatrice est munie d'un petit moteur asynchrone pour le démarrage.

Les transformateurs monophasés employés par groupes de trois avec chaque commutatrice triphasée sont du type à insufflation d'air. La puissance de chaque transformateur est de 375 kilowatts pour les commutatrices de 1000 kilowatts et de 550 kilowatts pour les commutatrices de 1500 kilowatts. Les enroulements à haute tension sont établis pour 12000 volts primaires : les enroulements secondaires sont établis pour 400 volts, avec des prises de courant permettant de descendre jusqu'à 340 volts. Les sous-stations comprennent aussi des petits transformateurs pour l'alimentation des moteurs asynchrones servant au démarrage des commutatrices.

La batterie d'accumulateurs employée à la sous-station de Hammel comprend 300 éléments chloride de 55 plaques. Cette batterie a une capacité de 5000 ampère-heures au régime de décharge en trois heures, de 3200 ampère-heures au régime de décharge en une heure, et de 6400 ampère-heures au régime de décharge en vingt minutes : elle peut supporter des débits instantanés de 9600 ampères. Elle est desservie par deux survolteurs de 160 kilowatts entraînés chacun par un moteur asynchrone de 235 chevaux : on a eu recours à deux survolteurs pour plus de sécurité : la puissance combinée de ces deux machines correspond à 3200 ampères. Les moteurs d'induction de ces machines tournent à 235 tours par minute et sont du type à cage d'écureuil ; la tension d'alimentation est de 400 volts et est formée par un groupe de trois transformateurs de 200 kilowatts à ventilation forcée.

Pour le réglage de chaque survolteur-dévolteur, on a employé une petite excitatrice entraînée par un moteur d'induction : les variations d'intensité ou de sens du champ magnétique du survolteur sont obtenues par modifications de l'intensité ou du sens d'excitation de l'excitatrice. L'induit du survolteur est en série avec la batterie, et le tout est branché entre les barres générales + et — de la sous-station. Les bobines inductrices de l'excitatrice sont reliées, comme l'indique la figure 5, à deux groupes de 25 éléments de la batterie donnant chacun une différence de potentiel de 50 volts : entre l'extrémité de chaque groupe et l'enroulement inducteur de l'excitatrice est intercalée une pile de disques de charbon formant une résistance qui varie suivant la pression exercée sur elle. Un levier, supporté par un couteau triangulaire sur l'arête duquel il peut basculer, porte un noyau soumis à l'action d'un solénoïde S parcouru par le courant total des barres + ; un ressort réglable R fait équilibre à l'action de ce solénoïde. On voit immédiatement, d'après le schéma de la figure 5, que, si le levier L est horizontal, c'est-à-dire si les actions du solénoïde et du ressort s'équilibrent, l'excitatrice n'est pas excitée, de même que le survolteur. Si le levier oscille de l'un ou l'autre côté, suivant que le courant total augmente ou diminue par rapport à la valeur correspondant à la position d'équilibre, l'une ou l'autre pile de disques subit une pression plus ou moins forte. L'inducteur de l'excitatrice est alors traversé par un courant d'excita-



tion dont l'intensité correspond à la pression supportée par la pile de disques, et qui circule dans l'un ou l'autre sens suivant que le levier L agit sur l'une ou l'autre pile de disques. De même alors, le survolteur est excité dans l'un ou l'autre sens avec une intensité plus ou moins grande et agit soit comme survolteur pour que la batterie vienne en aide aux commutatrices quand la demande de courant augmente, soit comme dévolteur pour que la batterie prenne une partie de l'énergie électrique produite par les commutatrices, lorsque la demande de courant diminue. Dans le régulateur employé, le solénoïde et son noyau consistent simplement en une pièce en U renversé suspendue sur une barre générale : l'inertie est tout à fait négligeable, et le réglage est pratiquement instantané. La batterie peut passer en dix secondes du régime de charge à 3200 ampères au régime de décharge à 6400 ampères : la puissance débitée par les commutatrices peut être maintenue constante à 5 % près.

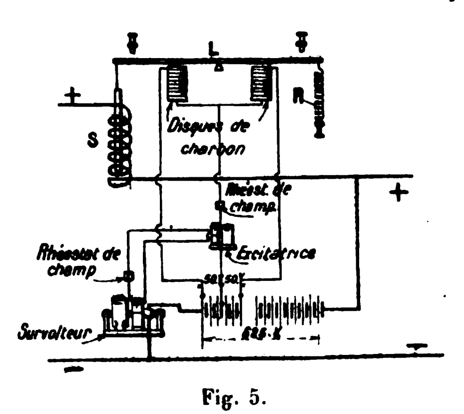


Fig. 5.

L'équipement de chaque sous-station est complété par un tableau à haute tension et un tableau à basse tension, placés de part et d'autre de la salle des machines, et portant tous les appareils de réglage et de contrôle. Les interrupteurs à 12000 volts sont tous à huile ; chaque pôle est enfermé dans un logement en maçonnerie : ces interrupteurs à huile sont prévus pour 600 ampères et sont commandés chacun par un servo-moteur électrique. Certains d'entre eux forment disjoncteurs automatiques par l'action de relais à maxima. Des lampes rouges et vertes, placées sur le tableau de manipulation, indiquent si l'interrupteur est ouvert ou fermé.

Chacune des sous-stations mobiles contient une commutatrice de 100 kilowatts avec ses trois transformateurs, ses tableaux, et les appareils auxiliaires nécessaires : le tout est placé dans un wagon en acier semblable à un grand wagon de marchandises. Le châssis de ce wagon est construit d'une façon extrêmement solide : le wagon complètement vide pèse 22 tonnes ; le poids de l'équipement électrique qu'il contient est de 65 tonnes, soit au total 87 tonnes. Les commutatrices de 1000 kilowatts sont identiques à celles des sous-stations fixes : les circuits primaires des transformateurs sont reliés, par l'intermédiaire de câbles souples, à des prises de courant établies dans un bâtiment où l'on vient garer la sous-station mobile lorsque celle-ci doit fonctionner. Ce bâtiment contient les parafoudres et les autres appareils nécessaires au raccordement avec les lignes de transmission. Le panneau de transformateurs, placé dans la voiture, porte des interrupteurs qui permettent de prendre, sur différentes prises de courant, quatre tensions secondaires variables. De ce panneau, les câbles aboutissent aux bornes triphasées de la commutatrice. Celle-ci est munie d'un petit moteur asynchrone de démarrage. Les balais à courant continu sont reliés à un tableau portant les principaux appareils, et, de là, au troisième rail. Un ventilateur fournit l'air nécessaire au refroidissement des trois transformateurs.

Le matériel roulant comprend des automotrices et des voitures de remorque : les trains sont tous à unités multiples et comprennent un nombre de voitures variable suivant l'importance du trafic. Les trains omnibus comprennent deux, trois, quatre ou bien cinq automotrices suivant qu'ils comprennent deux ou trois, quatre ou cinq, six ou sept, ou bien huit voitures au total. Les trains express comprennent une, deux, trois ou bien quatre motrices,



suivant qu'ils comprennent deux, trois ou quatre, cinq ou six, sept ou huit voitures au total. Les trains se succèdent normalement toutes les 20 minutes ; ils passent toutes les dix minutes le matin et le soir, et toutes les trente minutes aux heures où le service est peu chargé. Les jours de course, les trains se succèdent toutes les trois minutes vers Belmont ou vers Springfield. En temps normal, un certain nombre d'express sont intercalés entre les trains omnibus aux heures les plus chargées (matin et soir).

Le matériel roulant est semblable à celui employé dans les métropolitains. Les voitures sont, en général, construites entièrement en acier : elles sont supportées par deux bogies ayant 2 mètres d'empattement et distants de $10^{m},50$ d'axe en axe : les roues ont 90 centimètres de diamètre. Dans les automotrices, l'un des bogies est muni de deux moteurs de 200 chevaux suspendus par le nez et attaquant chacun un essieu par l'intermédiaire d'engrenages : le rapport des dents de ceux-ci est de 25/58.

Le réglage de la vitesse par groupements série parallèle est effectué au moyen du système électro-pneumatique Westinghouse à unités multiples, décrit en détail à propos du matériel roulant du chemin de fer métropolitain de Paris (¹).

L'équipement électrique des automotrices comporte quatre sabots de prise de courant du type à palette pivotante avec ressort d'appui. Au-dessus de cette palette est disposé un coupe-circuit fusible contenu dans une sorte de boîte rectangulaire.

II. — LIGNE DE PHILADELPHIE A ATLANTIC CITY

L'électrification de cette ligne, précédemment exploitée au moyen de locomotives à vapeur, a été récemment terminée (²). C'est, en ce qui concerne le trafic, l'une des plus importantes installations de traction électrique qui ait été faite jusqu'ici en Amérique. Le système à courant continu à 600 volts avec troisième rail latéral a été adopté d'une part à cause du trafic très élevé, et d'autre part parce que l'adoption du système monophasé aurait exigé des études plus longues et des délais d'installation plus considérables.

La ligne électrique part de Philadelphie (Camden), passe par Newfield, et atteint Atlantic City (105 kilomètres) ; un embranchement quitte la ligne principale à Newfield et aboutit à Millville (16 kilomètres) : cet embranchement sera prolongé plus tard vers Cape May City.

La voie double est établie en rails de 45 kilogrammes par mètre courant ; le troisième rail est de même section. Sur une longueur de 6 kilomètres, où la voie passe dans des rues entre Haddou Avenue et South Gloucester, le troisième rail a été remplacé par un conducteur aérien. Entre Newfield et Millville, on a aussi employé le fil de trôlet aérien au lieu du troisième rail : cette voie est simple.

Le service est assuré par des trains express de trois voitures circulant toutes les quinze minutes dans chaque sens à une vitesse de 96 kilomètres à l'heure en palier : en outre des trains omnibus de deux voitures circulent toutes les demi-heures entre Camden et Millville ; et des trains d'une seule voiture passent toutes les dix minutes entre Camden et Woodbury.

L'énergie électrique est produite dans une usine génératrice sous forme de courants triphasés à 6600 volts ; la tension est élevée à 33000 volts pour la transmission de l'énergie

(¹) Voir L'*Éclairage Électrique*, t. XLIII, 22 avril, 6, 13 et 20 mai 1905 — p. 86, 166, 211 et 247.

(²) Nous en avons déjà dit quelques mots : *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 22 décembre 1906, p. *141*. (N. D. L. R.)

électrique à huit sous-stations réparties le long de la ligne; celles-ci produisent du courant continu à 650 volts pour l'alimentation du troisième rail.

L'usine génératrice est située au nord de Westville, à 9 kilomètres de Camden, en un point où l'on dispose d'une grande quantité d'eau d'alimentation et de condensation. Cette usine contient actuellement trois groupes turbogénérateurs Curtis de 2000 kilowatts à 6600 volts et 25 périodes, et des transformateurs à 33000 volts. La condensation de la vapeur des turbines est assurée par trois condenseurs du type barométrique capables de maintenir un vide de 70 centimètres et de condenser chacun 27000 kilogrammes de vapeur par heure:

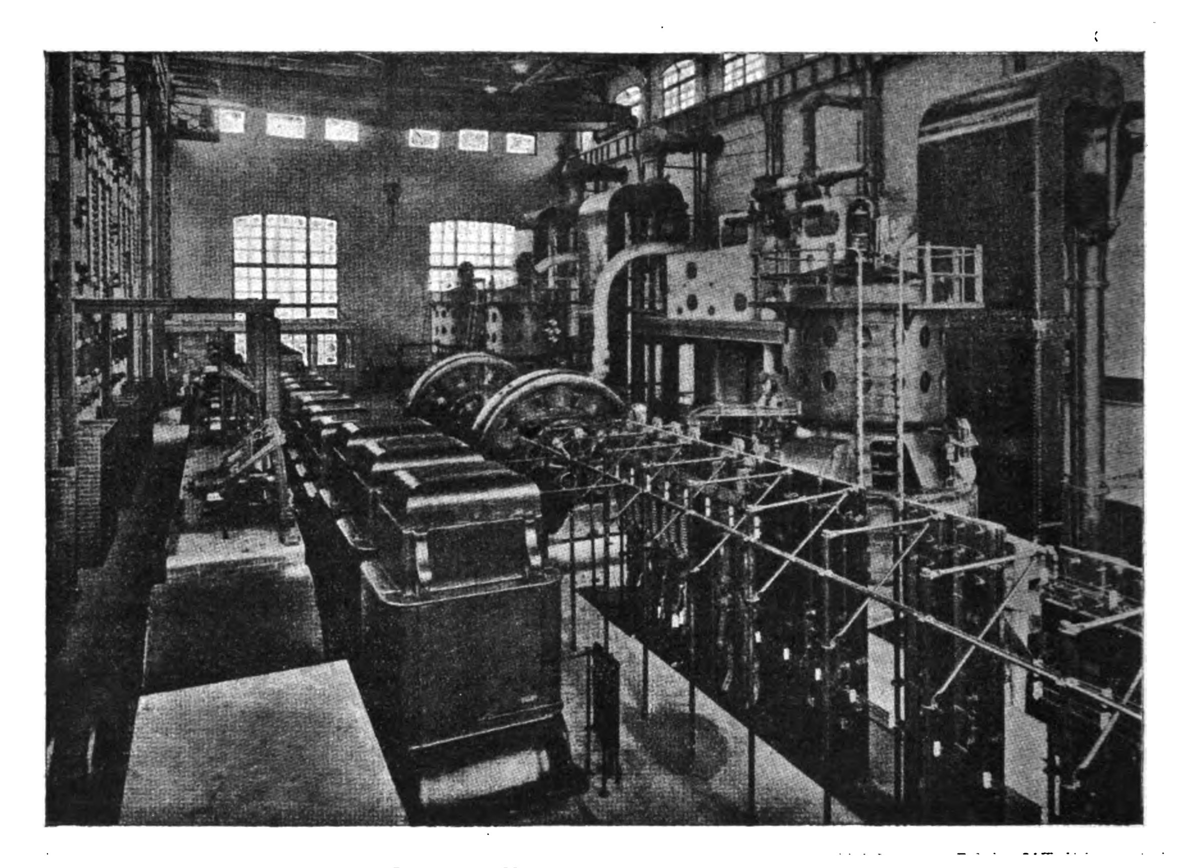


Fig. 6. — Usine génératrice de Westwille.

ces appareils sont desservis par trois pompes à air sec et trois pompes centrifuges. La vapeur est produite par six chaudières réparties en deux groupes de trois; chaque groupe est muni d'un réchauffeur d'eau d'alimentation et de pompes Worthington. La salle des machines, que représente la figure 6, contient, outre les groupes turbogénérateurs principaux, deux groupes d'excitation comprenant chacun une turbine à vapeur Curtis horizontale et une dynamo tétrapolaire de 75 kilowatts; la vitesse de rotation d'un de ces groupes est de 2400 tours par minute; le courant continu (600 ampères) est produit sous une tension de 125 volts. Les turbines des groupes d'excitation fonctionnent sans condensation, la vapeur d'échappement étant employée dans le réchauffeur d'eau d'alimentation. On ajoutera bientôt au matériel électrique actuel un nouveau groupe de 2000 kilowatts avec ses chaudières et ses appareils auxiliaires.

La chaufferie contient, comme nous l'avons dit, six chaudières placées sur deux rangs. Chacune d'elles comprend deux unités de 360 chevaux et est munie d'un surchauffeur qui élève d'environ 60° la température de la vapeur.

L'usine génératrice est reliée aux huit sous-stations par une ligne double de 115 kilomètres à 33000 volts. Les phases sont connectées en étoile avec point neutre relié à la terre. Les lignes sont établies en fils de cuivre dur de $7^{mm},3$ de diamètre placés sur des isolateurs en porcelaine que supportent des poteaux en chêne. La hauteur de ceux-ci est de $12^{m},50$ environ: la distance entre deux poteaux est de 48 mètres environ. Chaque poteau porte deux bras transversaux, l'un, de $3^{m},60$, placé à la partie supérieure, et l'autre, de $2^{m},50$, placé à la partie inférieure. Les trois conducteurs de chaque ligne triphasée sont placés au sommet d'un triangle qui a sa base à la partie supérieure, contrairement à ce que l'on fait d'habitude.

Les isolateurs sont du type Locke : ils sont en trois pièces cimentées ensemble ; chaque cloche a été essayée sous 45000 volts. Chaque isolateur assemblé a été essayé sous 85000 volts pendant dix minutes. La ligne de transmission est protégée contre les décharges atmosphériques par un fil de garde formé d'un câble en acier galvanisé à sept brins placé à la partie supérieure des poteaux à $1^{m},20$ au-dessus du fil le plus proche : ce câble d'acier est relié à la terre tous les cinq poteaux.

Les huit sous-stations auxquelles aboutit la ligne de transmission triphasée à 33000 volts sont réparties de la façon suivante le long de la ligne : l'une d'elles est placée dans l'usine génératrice elle-même ; les autres sont établies à Camden, à Glassboro, à Newfield, à Mizpah, à Reega, à Atlantic City, et enfin à Clayville pour l'embranchement de Millville.

Chacune de ces sous-stations contient, en général, deux commutatrices de 500 ou de 750 kilowatts avec les transformateurs et les appareils correspondants. Dans la suite, chacune d'elles recevra en surplus une commutatrice de 750 kilowatts ; la sous-station d'Atlantic City, qui contient actuellement deux machines de 750 kilowatts, recevra deux nouvelles machines de 1000 kilowatts.

Chaque commutatrice, du modèle normal de la General Electric C°, porte un enroulement hexaphasé aboutissant à six bagues de contact reliées par des frotteurs aux trois transformateurs monophasés alimentant la machine. Ces transformateurs sont munis de prises de courant permettant de prendre 1/3, 2/3 ou 3/3 de la tension secondaire totale : ces prises de courant sont utilisées pour le démarrage de la commutatrice correspondante.

Les sous-stations alimentent le troisième rail disposé sur le côté des rails de roulement. Ce troisième rail n'est pas en acier de composition spéciale ; il est du même type que les rails de roulement et pèse 45 kilogrammes par mètre courant. On a adopté cette solution pour permettre l'interchangeabilité des rails entre eux. La conductibilité d'un tel conducteur est égale à celle d'un conducteur de cuivre de 600 millimètres carrés de section. Les isolateurs sur lesquels est placé le troisième rail sont en granit reconstitué et portent une pièce métallique supérieure servant à la fixation ; la distance entre deux isolateurs voisins est d'environ $2^{m}.50$. L'éclissage électrique de chaque joint est assuré par deux connecteurs en cuivre de 250 millimètres carrés enfoncés à force dans des logements pratiqués aux extrémités des rails.

Les troisièmes rails des deux voies sont sectionnés en face de chaque sous-station : en



outre, à mi-distance entre deux sous-stations voisines, ils sont à nouveau sectionnés, et les quatre portions des deux troisièmes rails ainsi formées sont reliées entre elles par un connecteur commun auquel elles sont rattachées par des coupe-circuit fusibles et des interrupteurs. Grâce à cette disposition, on profite de la conductibilité de l'ensemble des deux troisièmes rails, reliés entre eux et, en cas d'avarie, une section d'un seul rail, de longueur égale à la demi-distance de deux sous-stations, est mise hors circuit. Les interrupteurs et les fusibles sont contenus dans une sorte de coffre placé entre les deux voies. Le sectionnement des rails de courant est effectué par des pièces de bois intercalées entre leurs extrémités.

Aux stations et aux croisements, le troisième rail est recouvert d'un revêtement en planches, pour éviter tout danger. Aux gares terminus, on a songé à remplacer les troisièmes rails par des fils aériens, afin de débarrasser la plate-forme, mais on a trouvé que que cette solution serait plus compliquée, et l'on a conservé le conducteur latéral.

L'éclissage électrique des rails de roulement a été difficile, à cause de la circulation des trains à vapeur à intervalles très rapprochés. Les connecteurs en cuivre présentent une section de 200 millimètres carrés enfoncés à force dans des trous de $1^m,25$ de diamètre.

Entre Newfield et Millville, la ligne est alimentée par un fil aérien, comme nous l'avons dit. Celui-ci est supporté par des fils d'acier transversaux fixés aux poteaux de la ligne de transmission; ces poteaux sont espacés d'une trentaine de mètres. Le fil a un diamètre de $11^{mm},68$ et une section de 107 millimètres carrés.

Le service est assuré par soixante-deux automotrices contenant chacune cinquante-huit voyageurs. La longueur totale d'une automotrice est de 17 mètres environ. Deux bogies à deux essieux, distants de 10 mètres de centre en centre, supportent le châssis ; ces bogies sont du même type que ceux des voitures du Long Island R^d^, mais ont un empattement de $2^m,10$. L'un d'eux porte deux moteurs de 200 chevaux de la General Electric C°.

Le réglage de la vitesse est effectué par couplages série-parallèle au moyen du système à unités multiples Sprague-General-Electric. Les manipulateurs que manœuvrent les mécaniciens coupent le courant et provoquent l'application des freins aussitôt que l'on abandonne leur poignée. Les différents détails de l'équipement électrique sont analogues à ceux des équipements Thomson-Houston décrits à propos du chemin de fer métropolitain de Paris (1).

Chaque automotrice est munie de deux trôlets, d'un parafoudre, et d'interrupteurs pour la marche sur fil aérien. En outre elle porte quatre sabots de troisième rail fixés à des traverses en bois paraffiné supportés par les bogies.

Les signaux et les appareils du block système sont actionnés par du courant alternatif à 110 volts fourni par des transformateurs reliés à la ligne de transmission. De Camden à Newfield, les appareils du block système sont automatiques et électropneumatiques.

L'installation de traction électrique de Philadelphie à Atlantic City est un des exemples les plus remarquables de la rapidité avec laquelle peuvent être exécutées les entreprises américaines. Les travaux relatifs aux fondations de l'usine génératrice commencèrent au début du mois de février 1906 ; le 1er juillet deux chaudières et un turbo-alternateur étaient mis en fonctionnement, et quelques jours après, le premier train électrique circulait sur la ligne, dont l'équipement était à peu près terminé, malgré les difficultés provenant du nombre très considérable de trains à vapeur qui assuraient le service.

Oliver Allen.

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIII. 13 mai 1905, p. 214.



REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la décomposition du radium A, B et C *(suite).* — **H. W. Schmidt.** — *Annalen der Physik,* décembre 1906.

Les rayons α du radium C *et du radium* A. — L'auteur ne se contente pas de la discussion des résultats exprimés par le tableau III sur l'absorption des rayons β, mais il étudie le rapport des trois grandeurs k pour de faibles épaisseurs de filtre. Pour un filtre composé de 8 à 12 feuilles d'aluminium, cela n'offre pas de difficulté, car tous les rayons α du radium A sont absorbés. On peut donc encore employer la formule (5) et déterminer comme précédemment la valeur de k' au moyen de courbes tracées sur une feuille de papier calque : le coefficient se compose, dans ce cas, de deux parties k'_α et k'_β, les ionisations des rayons α et des rayons β que l'on peut calculer chacune pour elle-même d'après les colonnes IV et V du tableau I.

Pour des épaisseurs plus faibles de filtre, l'action des rayons émis par le radium A devient sensible et l'on doit recourir à la formule non simplifiée :

$$J = k_2(k''A + B + k'C). \qquad (2')$$

On doit alors chercher, en faisant varier k'' et k', à faire coïncider les courbes expérimentales et les courbes théoriques. On est ainsi conduit à un travail fort long et l'on ne sait pas comment les grandeurs k' et k'' dépendent de l'épaisseur du filtre.

k'' peut être déterminé assez facilement. L'auteur est parti de l'équation (5)

$$J = k_2(A + k'B),$$

avec $k' = 10$, $k' = 20$, $k' = 50$: il a établi la concordance avec les points trouvés expérimentalement pour des durées d'observations supérieures à 30′, et a déterminé d'après la différence des deux courbes pour la durée d'observation de 10′, la radiation provenant du radium A. Ensuite il a calculé, avec l'aide de $T_1 = 3{,}0'$, la valeur de la radiation émise par le radium A à une autre époque quelconque, et la valeur de k''. Ensuite, il a introduit ces valeurs dans l'équation (2′) pour $k' = 10, 20, 50$ et a déterminé pour laquelle de ces trois valeurs la concordance des courbes théorique et expérimentale était la plus satisfaisante. Il a trouvé ainsi le résultat assez inattendu que k' est compris entre 8 et 20 pour tous les filtres composés de 0 à 8 feuilles, c'est-à-dire

TABLEAU VI

Durées de décroissance.

$d = 11$ feuilles, $k' = 2{,}5$			$d = 10$ feuilles, $k' = 4$			$d = 6$ feuilles, $k' = 15$			direct : $k' = 8$		
t	J Obs.	J Calc.	t	J Obs.	J Calc.	t	J Obs.	J Calc.	t	J Obs.	J Calc.
2′ 2″	279	229	1′50″	261	258	1′10″	1 790	1 790	1′ 0″	1 000	1 020
2 50	322	262	2 15	287	282	1 48	1 600	1 590	2 36	725	733
5 35	425	400	4 13	392	398	2 30	1 390	1 360	4 17	500	496
8 25	497	474	6 30	510	513	6 51	765	760	8 5	247	265
16 0	611	592	8 31	594	588	10 0	647	621	16 25	114	112
23 53	637	634	19 28	847	845	16 0	595	604	24 30	102	101
26 30	646	637	27 45	909	908	19 30	637	635	34 30	100,0	181
32 25	625	631	34 53	878	912	28 12	695	684	46 0	94,5	95,5
35 9	620	621	36 48	895	902	31 13	739	718	56 30	84,5	85,5
59 23	465	467	44 40	848	844	36 27	695	721	65 5	78,0	76,0
63 8	443	440	46 42	822	829	37 58	717	713	78 0	62,5	61,5
82 0	282	286	89 53	426	429	39 28	727	710	88 20	52,3	50,7
90 48	266	264	92 25	409	401	48 44	671	670	95 45	46,5	44,2
95 0	244	243	95 4	395	383	50 20	669	661	107 0	36,8	37,0

que la radiation provenant du radium B forme une part importante de la radiation totale.

On peut à peine distinguer, sur les courbes de décroissance trouvées, si, pour l'action directe des rayons, $k' = 8$ ou $k' = 10$. L'auteur a adopté la valeur $k' = 8$ qu'il croit la plus voisine de la valeur vraie. Pour un filtre de 5 feuilles, il a posé $k' = 15$, car, pour $k' = 10$ et pour $k' = 20$, la concordance entre les courbes théoriques et les courbes expérimentales n'était pas aussi bonne que pour $k' = 15$. Les valeurs observées et calculées sont indiquées par le tableau VI.

La valeur de k'' ne peut pas être non plus déterminée à moins de 10 °/₀ près, à cause de la rapide décroissance de la radiation du radium A. Le fait intéressant est que, pour un filtre de 8 feuilles, l'action des rayons α peut encore être décelée, tandis qu'avec 9 feuilles, elle ne peut plus l'être. Comme on l'a déjà vu, les rayons du radium C sont arrêtés complètement par un filtre de 12,4 feuilles. La région d'ionisation des rayons du radium A dans l'air doit donc, si l'on admet le chiffre de $7^{cm},06$ indiqué par Bragg pour le radium C, être comprise entre les limites de

$$8(7{,}06/12{,}4) = 4{,}5 \text{ cm.}$$

ou

$$9 \cdot (7{,}06/12{,}4) = 5{,}1 \text{ cm.}$$

Bragg n'a pas pu distinguer, dans ses expériences, si les régions d'ionisation de 4,83 et 4,23 trouvées par lui appartiennent aux rayons α de l'émanation ou du radium A. De ces expériences, il résulterait que la plus grande de ces deux régions d'ionisation $4^{cm},83$, devait être attribuée aux particules α du radium C.

Dans la dernière colonne du tableau IV, on a indiqué les valeurs calculées de J_A, c'est-à-dire de l'ionisation produite par les rayons du radium A en comparaison de l'ionisation produite par les rayons du radium C à l'état d'équilibre radioactif. L'énergie des rayons du radium A a, pour une même épaisseur de filtre, la même valeur que l'énergie des rayons α du radium C quand ces rayons ont traversé

$$\frac{7{,}06 - 4{,}83}{7{,}06} \cdot 12{,}4 = \text{environ } 4 \text{ feuilles.}$$

Si l'on compare les valeur J_A pour l'épaisseur du filtre d avec les valeurs de $(J_C)_\alpha$ pour $(d + 4)$ feuilles, on obtient les résultats suivants :

ÉPAISSEUR DU FILTRE d	0	3	6	8
J_A pour d.	7 250	2 470	600	62
$(J_C)_\alpha$ pour $d + 4$ feuilles.	5 250	2 000	360	40

Les valeurs de la seconde rangée sont toutes plus petites que les valeurs de la première. C'est facilement explicable parce que dans le dispositif expérimental de l'auteur, la majeure partie des rayons traversait obliquement le filtre, ce qui entraine une diminution d'énergie d'ionisation beaucoup plus considérable que pour un passage normal des rayons. Si l'on se sert des chiffres trouvés par Bronson avec des rayons à peu près parallèles, on trouve pour l'épaisseur de filtre 0 dans la seconde rangée le chiffre 7 280, qui concorde bien avec le chiffre 7 250 déterminé d'après les courbes de décroissance. Pour les autres épaisseurs de filtre, les chiffres de Bronson conduisent aussi à une bonne concordance.

Un autre résultat intéressant est obtenu par la comparaison des tableaux IV et I. Dans ce dernier, la radiation du radium C a été seule observée ; dans le tableau IV on l'a isolée par un calcul assez compliqué, de la radiation de l'ensemble Ra A + Ra B + Ra C. En comparant les intensités pour les épaisseurs du filtre normales, après avoir supposé égale à 49,8 dans les deux cas l'intensité correspondant à une tôle de $0^{mm},099$ d'épaisseur, on trouve les résultats suivants :

FILTRE	0	9 FEUILLES	$0^{mm},099$	$0^{mm},507$	$1^{mm},022$	$2^{mm},035$
D'après le tableau II.	10 000	900	49,8	17,9	7,2	2,3
D'après le tableau IV.	9 940	912	49,8	18,0	7,49	2,45

On voit que la concordance est très bonne et prouve l'exactitude des hypothèses faites.

Déviation magnétique des rayons du radium B. — On ne peut rien dire, d'après les expériences qui précèdent, sur la nature particulière des rayons émis par le radium B. Des expériences récentes de Duane ont montré qu'il s'agit de particules négatives ; avant ces expériences, l'auteur avait entrepris une étude sur la déviation des rayons du radium B dans un champ magnétique



Le dispositif employé était le même que celui dont s'est servi Rutherford pour étudier la déviation magnétique des particules α. L'électromètre à feuille était recouvert de dix feuilles d'aluminium recouvertes d'une plaque de laiton de 1 millimètre dans laquelle la moitié du métal avait été enlevé sous forme de rainures de 5 millimètres de largeur. Sur chaque bord des bandes métalliques ainsi ménagées, était soudée perpendiculairement à la plaque une bande de laiton de 1 millimètre d'épaisseur et $1^{cm},5$ de hauteur. La feuille activée était placée sur la partie supérieure de cette sorte de grille.

Les rayons émanant de la matière active devaient traverser au moins dix feuilles et une couche d'air de $1^{cm},5$ d'épaisseur. Tous les rayons α étaient donc absorbés. Les rayons qui restaient étaient absorbés en partie par les bandes de laiton verticales et horizontales : une portion relativement faible pouvait pénétrer dans le récipient pour y produire une action d'ionisation. En faisant agir un champ magnétique parallèlement à la direction des fentes, les particules chargées électriquement doivent être déviées, et l'ionisation produite dans le récipient doit diminuer. Si la déviation a lieu de droite à gauche, les particules qui tombaient primitivement sur la plaque horizontale de laiton doivent pénétrer par les fentes dans le récipient ; si la déviation a lieu de gauche à droite, les particules qui passaient auparavant par les fentes doivent être poussées contre la plaque de laiton. Dans le premier cas, la diminution de l'ionisation doit donc être plus faible que dans le second ; on peut donc, en inversant le champ magnétique, reconnaître si les particules portent une charge positive ou négative.

L'examen des courbes de décroissance permet de déterminer encore si ces particules proviennent de radium B ou de radium C. Le maximum des courbes de décroissance est atteint pour 15′ environ sans la présence d'un champ magnétique, comme on l'a vu précédemment. Si le champ magnétique agit, l'ionisation dans le récipient doit être plus faible. Le maximum de l'action d'ionisation doit être déplacé vers des durées croissantes ou décroissantes suivant que les rayons du radium B ou du radium C sont déviés le plus fortement. Les expériences furent faites avec une intensité de champ de 1 000 unités absolues. Les résultats obtenus sont indiqués par le tableau VII, dans lequel les désignations « champ magnétique I » et « champ magnétique II » indiquent que le champ magnétique, conservant la même valeur, avait été inversé. Les chiffres indiqués sont relatifs à des expériences faites avec et sans champ magnétique.

TABLEAU VII

Déviation dans le champ magnétique.

CHAMP MAGNÉTIQUE I				CHAMP MAGNÉTIQUE II			
AVEC		SANS		AVEC		SANS	
t	J_0	t	J_I	t	J_0	t	J_{II}
19′ 6″	24,1	4′ 51″	13,5	13′ 50″	24,9	5′ 20″	9,83
10 10	25,2	6 43	14,7	25 0	22,8	8 10	11,2
18 30	25,8	14 10	17,8	37 5	18,1	19 23	12,9
27 50	23,7	24 0	16,6	54 0	14,8	30 45	12,0
43 48	16,6	32 55	15,1	73 45	11,1	46 12	9,70
56 3	15,1	49 45	12,4			61 0	8,06
70 5	11,4	61 30	11,1			64 30	7,18
73 30	10,8	79 20	7,76				

En traçant les courbes correspondantes, on voit que les rayons du radium B sont plus fortement déviés que les rayons du radium C, c'est-à-dire qu'ils ont une plus faible vitesse que ceux-ci. En outre, la diminution d'intensité est plus grande quand on fait agir le champ magnétique II que quand on fait agir le champ magnétique I. On voit que les rayons du radium B sont constitués par des particules d'électricité négative en mouvement.

On peut, avec l'aide des formules données précédemment, calculer quelle est la proportion de rayons du radium B et du radium C déviée par l'action du champ magnétique. D'une façon toute générale, on peut employer la formule (5)

$$J = k_2(B + k'C). \qquad (5)$$

Si l'on remplace k_2 par k pour simplifier, et si l'on désigne par les indices o, I et II les observations faites sans ou avec champ magnétique, il vient :

$$J_0/J_I = k_0(B + k'_0C)/k_I(B + k'_IC). \qquad (7)$$

Les coefficients k'_0 et k'_I peuvent, comme précédemment, être déterminés par comparaison des points trouvés expérimentalement et des courbes théoriques construites d'après la formule (5). La valeur du rapport $(B + k'_0C)/(B + k'_IC)$ peut être déterminée pour le même temps t d'après les

courbes théoriques, quand on connaît k'_0 et k'_I. Dans l'équation (7) on peut donc calculer la valeur de k_0/k_I. La proportion de rayons du radium B non déviés par l'action du champ magnétique est $100(k_I/k_0) = b$. La proportion correspondante de rayons du radium C est $100(k_I/k_0)(k'_I/k'_0) = c$.

Comme moyenne de plusieurs séries d'observations, faites dans des conditions identiques, l'auteur a trouvé

$$k'_0 = 0{,}8 ; \quad k'_I = 1{,}0 ; \quad k'_{II} = 1{,}25$$

et, pour la valeur $t = 50'$:

$$J_0/J_I = 1{,}38 ; \quad J_0/J_{II} = 1{,}7$$

$$(B + 0{,}8C)/(B + 1{,}0C) = 1/1{,}12$$

$$(B + 1{,}0C)/(B + 1{,}25C) = 1/1{,}27$$

On en déduit les valeurs suivantes :

$$b_I = 65\,\% ; \quad b_{II} = 46\,\%$$

$$c_I = 81\,\% ; \quad c_{II} = 72\,\%.$$

(A suivre.) B. L.

Potentiels explosifs dans les diélectriques liquides. — **R.-F. Earhart.** — *The Electrician*, 28 décembre 1906.

Plusieurs auteurs ont admis que le gradient de potentiel électrostatique nécessaire pour produire le passage d'une étincelle entre des électrodes est constant dans un diélectrique liquide. En 1900, l'auteur a fait une série d'observations sur les potentiels explosifs dans l'air et dans CO_2 pour des distances très petites. Il a trouvé, pour une distance d'environ 3 microns et pour un potentiel d'environ 350 volts, un point particulier à partir duquel la loi n'est plus applicable : le potentiel de 350 volts correspond à ce que l'on appelle généralement le potentiel explosif minimum dans l'air.

Le Pr J.-J. Thomson explique ce point en admettant que, pour les potentiels inférieurs au potentiel critique, la décharge est due à des électrons libres projetés hors de leurs électrodes, tandis que, pour des potentiels plus grands, la décharge est due en même temps aux électrons provenant du métal et aux ions provenant du diélectrique.

Dans les expériences dont il s'agit, l'auteur a étudié les courbes de potentiel explosif jusqu'à des distances extrêmement petites dans les diélectriques liquides, distances comprises entre $0^{mm},1$ et $0^{mm},003$. Il a obtenu les résultats suivants :

1° Le gradient de potentiel est plus grand pour de très petites distances que pour de grandes distances ;

2° Pour de petites distances, l'air est un meilleur isolant que les diélectriques liquides ;

3° Le potentiel pour lequel il se produit un coude dans la courbe de potentiel explosif en fonction de la distance est le même pour l'air et pour les diélectriques liquides ; il est d'environ 300 volts, pour une distance de 10 à 15 microns. Quand la distance va en augmentant à partir de cette valeur, l'augmentation du potentiel explosif est moins grande qu'aux distances plus faibles.

Les diélectriques étudiés par l'auteur étaient la kérosène, l'huile de paraffine, l'huile d'olive, et une huile à transformateurs fréquemment employée. L'une des surfaces consistait en une plaque circulaire de $3^{cm},80$ plane mais non polie ; l'autre surface était une sphère de $2^{cm},54$ de diamètre. Les deux surfaces étaient en acier. La température moyenne était de 21°, et les variations n'excédaient pas 1°. On mesurait les distances au moyen d'un interféromètre au bras mobile duquel on reliait la surface plane. La sphère était disposée d'une façon convenable sur l'interféromètre. Les surfaces étaient d'abord amenées en contact, puis séparées. La distance de séparation était mesurée par le nombre de parages lumineux : on employait de la lumière de sodium, et l'on déterminait les distances d'après la longueur d'onde connue de la radiation du sodium.

Les différences de potentiel étaient mesurées au moyen d'un voltmètre à courant alternatif de Weston muni de multiplicateurs qui permettaient d'aller jusqu'à 1 500 volts. La différence de potentiel agissante était prise sur une résistance de 44 lampes en série formant potentiomètre : ces lampes étaient alimentées sous 2 200 volts par un transformateur. La faible capacité et la faible inductance des lampes à incandescence permettent de réaliser ainsi un bon potentiomètre.

Les courbes présentent toutes un coude marqué à peu près pour la même différence de potentiel. Pour les distances inférieures à ce coude, le passage de l'étincelle produisait toujours la cohérence entre les surfaces. Pour les distances supérieures à ce coude, il n'en était pas de même. Pour les potentiels correspondant à la portion

droite de la courbe, on n'a jamais observé de décoloration des surfaces ou de carbonisation de l'huile.

Pour une distance de 50 microns, le potentiel explosif est de 510 volts dans l'huile de transformateur, 560 volts dans la kérosène et l'huile de paraffine, et 715 volts dans l'huile d'olive.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur la pulsation de l'induction dans les dents des machines électriques. — **O. S. Bragstad.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 30 décembre 1906.

Lorsque la partie mobile d'une machine se déplace par rapport à la partie fixe, une dent de l'une de ces parties vient alternativement en face d'une dent ou d'une encoche de la partie opposée. Il en résulte une variation de la réluctance magnétique du trajet suivi par le flux. La fréquence de cette variation pour l'une des parties est égale à la fréquence de la rotation des dents de l'autre partie.

Si le stator a z_s dents et le rotor z_r dents, et si la vitesse de rotation de la machine est de n tours par minute, la fréquence des pulsations pour le stator est

$$c_{ps} = (u/60)\, z_r.$$

Pour le rotor, elle a la valeur :

$$c_{pr} = (u/60)\, z_s.$$

La variation de réluctance magnétique produit une variation du flux qui traverse une dent, et ces pulsations occasionnent des pertes dans le fer des dents, pertes dues principalement aux courants de Foucault. L'auteur a déjà montré que ces pertes dans le fer produisent un freinage de la machine, de sorte que, même dans un moteur, l'énergie électrique nécessaire pour contre-balancer ces pertes doit d'abord être transformée en travail mécanique.

Dans cette étude, l'auteur s'est proposé de montrer comment l'on peut mesurer directement la grandeur de ces pulsations et comment l'on peut en déduire avec quelque approximation la valeur des pertes. Ensuite il a comparé les valeurs ainsi calculées avec les valeurs obtenues dans des mesures directes, afin de prouver expérimentalement que ces pertes proviennent réellement des pulsations dues aux dents.

1° *Mesure des pulsations.* — Si l'on place autour d'une dent une petite bobine d'épreuve mince, deux forces électromotrices sont induites dans celle-ci quand la machine tourne. L'une provient de la pulsation principale du flux magnétique et a la fréquence de cette pulsation ; l'autre a la fréquence de la pulsation de la dent, mais varie d'amplitude suivant que cette dent se trouve dans un champ intense ou faible. La variation de l'amplitude de la seconde f. é. m. présente donc la même fréquence que la première. Si par exemple on place la bobine d'épreuve autour d'une dent du rotor d'un moteur asynchrone triphasé, et si l'on entraîne ce rotor ouvert dans un champ statorique, la première f. é. m., désignée dans la suite par E_h, a pour fréquence sc, en appelant s le glissement et c la fréquence du courant primaire. La grandeur de cette f. é. m. est donc proportionnelle au glissement. La seconde f. é. m., qui sera désignée par E_p, est proportionnelle à la grandeur des pulsations et à la vitesse de rotation. La f. é. m. mesurée dans la bobine peut être exprimée, avec une exactitude suffisante, par la formule :

$$E = \sqrt{E_h^2 + E_p^2}.$$

Sur la figure 1, la courbe Σ représente la tension mesurée dans une bobine d'épreuve de 30 tours. La figure 2 représente les dimensions des dents de la machine.

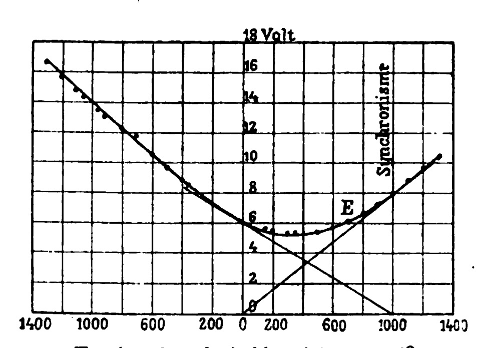


Fig. 1. — Tension dans la bobine d'épreuve (30 tours).

La vitesse du synchronisme correspond à 1 000 tours par minute. La tension E_h est représentée par une droite passant par les points ($n = 0$, $E = 6{,}1$) et ($n = 1\,000$, $E = 0$). La f. é. m. E_p est aussi représentée par une droite passant par les points (0,0) et (1 000,8). La courbe de la tension E a donc la forme de l'hyperbole tracée. La figure 3 représente la courbe de la tension E pour une dent du stator de la même machine. Le courant

était amené au rotor, le stator étant ouvert. La bobine d'épreuve avait 40 tours.

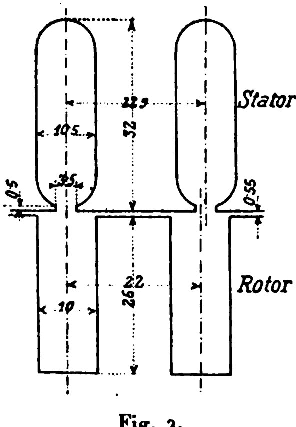


Fig. 2.

Pour la mesure de la f. é. m. E_p de la pulsation, il suffit d'entraîner la machine à la vitesse du synchronisme. Chaque dent est alors dans un champ constant et la tension mesurée diffère pour les différentes dents. Si la vitesse diffère peu de la vitesse du synchronisme, l'aiguille du voltmètre oscille entre zéro et un maximum, suivant que la dent se trouve dans un champ nul ou dans un champ maximum.

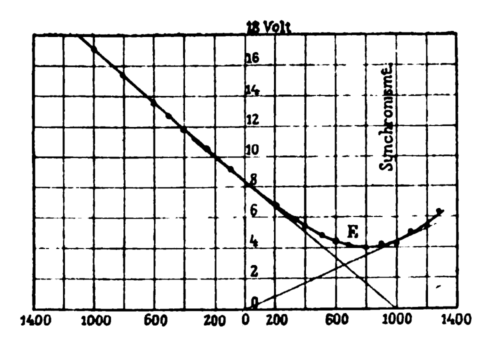


Fig. 3. — Tension dans la bobine d'épreuve (40 tours).

On fait la mesure en s'écartant de la vitesse du synchronisme au-dessus et au-dessous de cette vitesse jusqu'à ce que le voltmètre donne une déviation constante. On joint alors par une courbe les points ainsi obtenus. Le point de passage de cette courbe à la vitesse du synchronisme donne la valeur moyenne efficace de la f. é. m. de pulsation pour toutes les dents à la périphérie de la portion considérée de la machine.

Si l'on désigne dans ce qui suit par E_h la f. é. m. moyenne induite à l'arrêt dans la bobine d'épreuve, la valeur maxima moyenne du flux traversant une dent est :

$$\Phi_z = E_h 10^8 / 4,44 \cdot c \cdot w_p,$$

en appelant w_p le nombre de tours d'enroulement de la bobine d'épreuve, c la fréquence du courant primaire.

La f. é. m. E_p provenant des pulsations des dents est maxima ou nulle au synchronisme, suivant que la dent se trouve dans un champ maximum ou dans un champ nul. Le passage de la courbe E par la vitesse du synchronisme (figures 1 et 3) donne la valeur moyenne efficace de cette f. é. m. Si l'on désigne par E_p la f. é. m. efficace de la pulsation, telle qu'on l'obtient par le point de la courbe correspondant au synchronisme, la valeur efficace maxima est $\sqrt{2}\, E_p$ et a lieu quand le flux moyen dans la dent est Φ_z. La grandeur du flux pulsatoire est donc, dans cette position de la dent (amplitude de la pulsation maxima),

$$\Phi_p = \sqrt{2}\,\frac{E_p 10^8}{4,44\, c_p w_p} = \sqrt{2}\,\frac{p E_p}{z E_h}\,\Phi_z.$$

Dans cette expression, p désigne le demi-nombre de pôles de la machine, z le nombre d'encoches pour la portion dans laquelle n'est pas placée la dent considérée, Φ_p désigne la variation du flux par rapport au flux maximum moyen. On suppose pour cela que l'induction moyenne est répartie d'une façon sinusoïdale à la périphérie et que la pulsation elle-même suit dans le temps une loi sinusoïdale.

Pour la machine à laquelle se rapportent les figures 1 à 3, on avait $p = 3$; $c = 50$; nombre de dents du stator, 48 ; nombre des dents du rotor, 50. Des résultats expérimentaux, on déduit les valeurs suivantes :

1° Pour le rotor, on a :

$$\Phi_{zr} = \frac{6,1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 30} = 91\,600$$

$$\Phi_{pr} = \sqrt{2}\,\frac{3 \cdot 8,0}{48 \cdot 6,1}\, 91\,600 = 10600$$

$$\Phi_{pr}\,\% = \frac{10600}{916} = 11,6\,\%.$$

2° Pour le stator, on a :

$$\Phi_{sz} = \frac{8,3 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 40} = 93500$$

$$\Phi_{ps} = \sqrt{2}\,\frac{3 \cdot 4,4}{50 \cdot 9,3}\, 93500 = 4200$$

$$\Phi_{ps}\,\% = \frac{4200}{935} = 4,5\,\%.$$

Pour étudier encore comment les pulsations dépendent de la fréquence et de la grandeur du flux, on a fait des mesures pour des fréquences de 40 et 30 périodes et pour 80 °/₀ et 60 °/₀ du flux employé dans les mesures produites. On a trouvé que la proportion des pulsations (en °/₀), par rapport au flux employé, reste à peu près constante.

(A suivre.) R. V.

***Le moteur d'induction monophasé** (suite).* — **Still.** — *Electrical World*, 8 et 15 décembre 1906.

Propriétés essentielles du moteur d'induction monophasé. — Dans un moteur d'induction, le circuit magnétique peut être considéré comme formé de deux parties, la partie fixe ou stator, et la partie mobile ou rotor. Il n'y a pas de règle absolue pour le placement des conducteurs primaires ou secondaires sur le stator ou le rotor, mais on a coutume de placer les enroulements primaires ou excitateurs, sur le stator, afin d'éviter l'emploi de bagues et de frotteurs pour amener le courant. On supposera donc que la portion annulaire ou stator (fig. 3) porte les

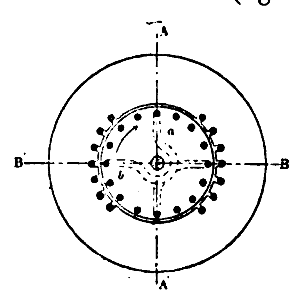


Fig. 3.

enroulements primaires, tandis que le rotor ou l'induit tournant porte les conducteurs secondaires. Le moteur représenté schématiquement par la figure 3 est bipolaire: on peut voir que la disposition des enroulements primaires dans les encoches ménagées sur la périphérie intérieure ou stator produit dans le rotor un flux magnétique dont la résultante est dans la direction du diamètre vertical AA′. L'entrefer entre les deux portions du circuit magnétique est aussi petit que possible, pour des raisons que l'on comprendra plus loin. En ce qui concerne le rotor, il n'y a pas de collecteur, mais les conducteurs sont placés dans des trous ménagés dans les tôles à proximité de la périphérie et sont court-circuités sur eux-mêmes ; que le rotor soit du type bobiné ou du type en cage d'écureuil, le résultat est le même, au point de vue électrique, que si des paires de conducteurs, coupant des champs magnétiques de polarité opposée, étaient reliés aux extrémités de l'induit au moyen de connecteurs en cuivre. Ainsi, dans le cas d'une machine bipolaire, chaque conducteur peut être considéré comme relié au conducteur diamétralement opposé, par les connexions placées aux extrémités du rotor, comme on l'a indiqué sur la figure 4 pour deux circuits seulement.

L'auteur étudie ce qui se passe quand le circuit primaire est fermé, l'induit ou rotor restant immobile. Le flux magnétique alternatif traversant le rotor dans la direction AA′ produit un courant intense dans toutes les bobines court-circuitées du rotor situées dans une direction horizontale, telle que *b* ; mais le seul effet de ces courants étant de produire une force magnétisante suivant le diamètre de AA′, l'induit n'a aucune tendance à tourner, et il en résulte que le moteur monophasé ne peut pas démarrer de lui-même, à moins qu'il ne soit muni de dispositifs auxiliaires. Mais supposons que l'induit ait été lancé d'une façon quelconque, les conducteurs situés sur le diamètre vertical AA′ ou à proximité de ce diamètre coupent le flux magnétique dû aux bobines primaires, et il en résulte qu'une f. é. m. alternative est induite dans ces conditions. Cette f. é. m. détermine le passage d'un courant dans les bobines court-circuitées qui, à son tour, engendre un flux magnétique transversal dans la direction horizontale BB′ perpendiculairement à AA′. Les courants dans les bobines horizontales *b* peuvent alors réagir sur ce flux transversal (qui n'existe pas quand le rotor est immobile), et on peut voir facilement que la direction du couple résultant est telle que l'induit continue à tourner dans la direction dans laquelle il a été lancé.

A mesure que la vitesse de rotation augmente, la vitesse avec laquelle les conducteurs coupent le flux A augmente, la f. é. m. induite dans les bobines augmente, et il en est de même du flux transversal B: la limite est atteinte quand ce dernier flux a pratiquement la même valeur que le flux principal A. La vitesse est alors pratiquement celle du synchronisme, c'est-à-dire égale à la fréquence du courant primaire, et, même si l'on

peut considérer comme négligeables les pertes par frottement ou les autres pertes, la vitesse ne peut pas dépasser la vitesse du synchronisme, car sans cela la force contre-électromotrice dans les bobines *b* due à la rotation dans le flux transversal B serait plus grande que la f. é. m. induite par les mêmes bobines, par les pulsations du flux principal A, ce qui serait évidemment absurde.

En fait, le moteur d'induction à courant alternatif présente la même propriété que le moteur shunt à courant continu qui atteint sa vitesse maxima quand la force contre-électromotrice de rotation est pratiquement égale à la différence de potentiel appliquée entre les balais : la différence principale est que, dans la machine à courant alternatif, il n'y a aucun balai, la tension qui agit sur les enroulements rotoriques étant due à l'induction électromagnétique qui s'exerce à travers l'entrefer.

Quoique l'on ait jusqu'ici, pour plus de simplicité, considéré l'action d'une machine bipolaire, presque tous les moteurs d'induction sont multipolaires. Cela exige une disposition des enroulements du stator telle que des pôles alternés soient produits le long de la périphérie du stator, et la vitesse de rotation à vide dépend uniquement du nombre de paires de pôles et de la fréquence de la source d'alimentation : les variations de tension primaire n'affectent pas la vitesse d'une façon appréciable.

Après cet aperçu un peu superficiel des forces en jeu dans le moteur d'induction, l'auteur passe à l'étude plus détaillée des principes d'après lesquels s'effectue le transport d'énergie du primaire fixe au rotor tournant dont les conducteurs sont court-circuités.

Théorie du moteur d'induction monophasé. — On suppose le rotor tournant à une vitesse égale à la vitesse du synchronisme ou peu différente de celle-ci. Si l'on se rapporte à la figure 3, on peut voir qu'en ce qui concerne le champ magnétique des enroulements du rotor, celui-ci peut être décomposé en deux champs magnétiques rectangulaires. Ainsi, tous les courants produits directement par le champ inducteur alternatif ne peuvent produire une force magnétisante que dans la même direction que le champ inducteur, c'est-à-dire suivant l'axe AA′, tandis que tout courant dû aux f. é. m. engendrées dans les conducteurs de l'induit par la rotation dans le champ inducteur ne peut donner lieu à une force magnétisante que dans la direction BB′ perpendiculaire à AA′.

Il est possible, pour étudier l'action du moteur en rotation, d'imaginer les conducteurs tournants remplacés par deux bobines rectangulaires et fixes dans l'espace. Cette façon de considérer les choses facilite la compréhension des phénomènes et permet de surmonter certaines difficultés provenant de la production de différentes fréquences dans les conducteurs du rotor. Il y a seulement une fréquence à considérer, la fréquence du courant d'alimentation et, au lieu de suivre les conducteurs rotoriques pendant leur rotation dans le champ magnétique, il suffit d'étudier l'effet sur le circuit primaire d'un système de conducteurs secondaires immobiles exactement équivalent (au point de vue magnétique) aux enroulements rotoriques tournant à une vitesse quelconque.

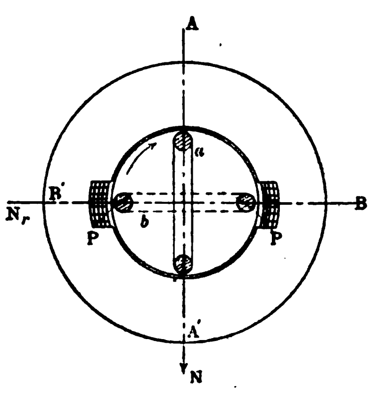


Fig. 4.

Sur la figure 4, l'enroulement primaire ou inducteur est représenté pour plus de simplicité sous forme d'une simple bobine PP entourant entièrement l'induit tournant. En pratique, cet enroulement est distribué, c'est-à-dire qu'il est composé de fils passant dans un certain nombre d'encoches, comme l'indique la figure 3, mais la fonction essentielle de cet enroulement est de produire un flux magnétique alternatif N_a à travers le rotor dans la direction du diamètre vertical AA′. En ce qui concerne le rotor, supposé tournant dans la direction de la flèche, les conducteurs réels ont été remplacés, sur la figure 4, par deux bobines fixes imaginaires *a* et *b* perpendiculaires l'une à l'autre, dont la première ne peut exercer une force magnéti-

sante que suivant la direction horizontale BB′, tandis que la force magnétisante de la bobine *b* coïncide en direction avec celle de la bobine d'excitation primaire. L'auteur étudie, point par point, comment le transport d'énergie peut s'effectuer des primaires aux circuits secondaires.

En premier lieu, la tension d'alimentation qui agit entre les bornes de l'enroulement statorique PP produit un flux magnétique N_a dans la direction AA′, de valeur convenable pour induire dans l'enroulement primaire la force contre-électromotrice nécessaire, exactement comme dans le cas d'une bobine de self-induction, ou du primaire d'un transformateur statique ordinaire. En outre, le flux N_a produit d'une part une f. é. m. induite dans la bobine *b*, semblable à l'enroulement secondaire d'un transformateur, et d'autre part, une f. é. m. de rotation dans la bobine *a*, dépendant de la vitesse de rotation, c'est-à-dire de la vitesse avec laquelle les conducteurs du rotor coupent le champ alternatif N_a. Il est évident que, s'il n'y a pas d'autres f. é. m. en jeu, des courants très intenses circuleront dans les bobines court-circuitées *a* et *b*, mais la bobine *a*, entourée de fer, est seulement parcourue par un faible courant magnétisant qui, créant un flux magnétique N_r suivant BB′, induit dans la bobine une force contre-électromotrice à peu près égale et opposée à la f. é. m. engendrée par la rotation.

Ainsi, quand l'induit est en mouvement, un champ magnétique transversal N_r prend naissance, et, puisque les conducteurs rotoriques placés horizontalement (bobine *b*, figure 4) coupent ce flux N_r, celui-ci produit dans la bobine *b* une f. é. m. de rotation qui s'ajoute à la f. é. m. induite déjà mentionnée. Il reste seulement à montrer comment cette f. é m. est opposée en phase à la f. é. m. induite par le flux alternatif principal N_a; cela expliquera comment la force électromotrice résultante dans la bobine a une valeur faible et pourquoi le courant dans la bobine *b* a une valeur limitée.

Considérons les phases des f. é. m. dans la bobine *b* relativement à la phase du flux principal N_a. Les pulsations de ce flux alternatif induisent dans la bobine *b* une f. é. m. secondaire E_{2p}, déphasée de 90° en arrière du flux N_a. La f. é. m. de rotation engendrée dans la bobine *a* est en phase avec le flux principal N_a ou déphasée de 180°, et elle donne lieu à un flux transversal N_r qui, en supposant négligeable la résistance de la bobine *a* doit être déphasé de 90° en arrière de cette f. é. m. de rotation. Il est clair que, puisque le flux principal N_r et la f. é. m. E_{2p} induite en *b* sont tous deux déphasés de 90° par rapport au flux principal N_a, la f. é. m. de rotation E_{2r} dans la bobine *b* due à la rotation des conducteurs dans le flux N_r sera pratiquement en phase avec la f. é. m. E_{2p} ou déphasée de 180° sur celle-ci.

La grandeur de la f. é. m. de rotation E_{2r} dépend de la vitesse de rotation et de l'intensité du champ transversal. A la vitesse synchrone, quand la vitesse à laquelle les conducteurs (*a*) coupent le flux principal N_a est la même que la vitesse de pulsation de ce flux dans la bobine *b*, la valeur moyenne de la f. é. m. de rotation en *a* sera la même que la valeur moyenne de la f. é. m. induite en *b*, et le flux transversal N_r sera égal au flux principal N_a. Ce flux transversal, à son tour, produira en *b* une f. é. m. de rotation E_{2r} dont la valeur moyenne est aussi exactement la même que la valeur moyenne de E_{2p} dans la même bobine (*b*), et puisque ces deux f. é. m. sont en opposition, il ne passera aucun courant en *b*, et le moteur fonctionnera sans pertes.

En pratique, la vitesse de synchronisme n'est jamais tout à fait atteinte (elle ne peut pas être dépassée parce que cela impliquerait nécessairement un renvoi d'énergie au réseau d'alimentation). Quand le moteur est en charge, il se produit une légère diminution de vitesse dont la valeur, pour un couple donné, dépend de la résistance des circuits du rotor : cette diminution de vitesse provoque une diminution de la f. é. m. de rotation dans la bobine *a*, d'où résulte une réduction du flux transversal N_r. A mesure que la valeur du flux transversal diminue au-dessous de la valeur à la valeur du flux principal, la valeur de la f. é. m. de rotation en *b* tombe au-dessous de celle de la f. é. m. induite, et il en résulte qu'un courant, en phase avec la f. é. m. induite E_{2p}, et par suite en phase avec le flux transversal N_r, traverse la bobine *b*. C'est ce courant qui, réagissant sur le champ transversal, produit le couple nécessaire pour faire tourner le moteur en charge ; c'est aussi ce courant qui, par sa tendance à troubler les conditions magnétiques dans le circuit primaire, permet le passage d'un

courant primaire opposé en phase au courant secondaire et, par suite, en phase avec la différence de potentiel appliquée aux bornes primaires.

Quoique l'on ait évité avec soin de parler du champ tournant, il peut être utile de remarquer que, si un moteur d'induction monophasé tourne exactement à la vitesse du synchronisme, l'égalité entre le champ principal et le champ transversal produit exactement le même effet qu'un flux résultant de valeur constante tournant à la vitesse du synchronisme, c'est-à-dire à la même vitesse que le rotor et dans la même direction.

Diagramme du moteur d'induction monophasé. — Le diagramme de la figure 5 a été tracé d'après l'hypothèse que tout le flux magnétique embrassé par l'enroulement primaire traverse l'enroulement secondaire, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de dispersion. On peut aussi, au début, négliger la résistance des enroulements primaires et les pertes dans le fer formant le circuit magnétique.

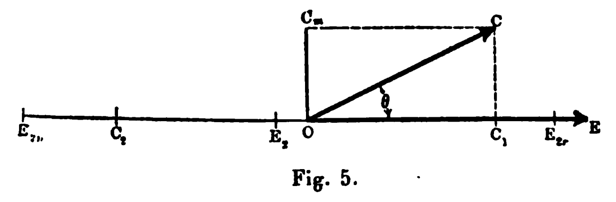


Fig. 5.

Le diagramme relatif au transformateur parfait est utile pour établir une comparaison. On a à considérer simplement la bobine statorique comme l'enroulement primaire d'un transformateur ordinaire et les conducteurs rotoriques comme l'enroulement secondaire que l'on suppose traversés par la totalité du flux primaire. Le rapport de transformation est, par hypothèse, égal à 1/1, c'est-à-dire qu'un courant de 1 ampère dans la bobine primaire produira exactement le même effet magnétisant qu'un courant de 1 ampère dans le secondaire. Le vecteur OC_m de la figure 5 représente le courant magnétisant dans le circuit primaire : le vecteur OE_{2p} représentant la f. é m. secondaire induite, doit être tracé à 90° en arrière de OC_m, et le vecteur OE, représentant la différence de potentiel agissant aux bornes primaires, doit être à 180° en avance de la tension secondaire, pour équilibrer la tension induite dans le circuit primaire (OE_{2p}). Si l'on suppose le rotor tournant à une vitesse un peu inférieure à celle du synchronisme, la f. é. m. de rotation E_{2r} aura une valeur inférieure à celle de E_{2p}, et, puisque cette f. é. m. de rotation est opposée en phase à E_{2p}, son vecteur OE_{2r} devra être tracé en phase avec la f. é. m. primaire, mais aura une longueur un peu moindre. OE_2 est la f. é. m. résultante dans le secondaire, ou le rotor, le point E_2 étant obtenu en portant $E_{2p}E_2$ égal à OE_{2r} : si R_2 désigne la résistance équivalente de l'enroulement du rotor, il suffit de diviser E_2 par R_2 pour obtenir la valeur du courant du rotor C_2, dont le vecteur OC_2 doit être tracé en phase avec la f. é. m. résultante E_2 qui le produit.

En examinant le diagramme de la figure 5, on peut tirer les conclusions suivantes :

1° La puissance absorbée par le moteur est donnée par le produit des vecteurs OC et OE (obtenu en multipliant entre elles la valeur numérique de OE et la valeur numérique de OC_1, projection de OC sur OE) ;

2° La puissance perdue dans les enroulements du rotor (en négligeant toute perte dans le cuivre due au courant magnétisant qui produit le champ transversal) est $OC_2 \times OE_2$;

3° La puissance recueillie sur l'arbre du moteur est $OC_2 \times E_{2p}E_2$ (produit du courant dans l'induit par la force contre-électromotrice).

En appelant P cette dernière grandeur, on peut écrire :

$$P = OC_2 \times E_{2p}E_2$$
$$= (\text{courant dans le rotor}) \times (\text{force contre-électromotrice})$$
$$P = C_2 \times E_{2r}. \qquad (1)$$

On peut aussi écrire que la puissance est proportionnelle au couple multiplié par la vitesse

$$P \equiv \text{couple} \times \text{vitesse}. \qquad (2)$$

En égalant ces deux expressions, on voit comment la vitesse du moteur peut être déterminée sur le diagramme vectoriel. En premier lieu, le couple est proportionnel au produit du courant rotorique par l'intensité du champ transversal.

$$\text{couple} \equiv C_2 \times N_r. \qquad (3)$$

Le champ transversal N_r ne figurant pas sur le diagramme, il faut exprimer sa valeur en fonction de grandeurs connues. Ce champ transversal est directement proportionnel à la force contre-électromotrice induite par lui et,

par suite, à la f. é. m. de rotation dans le champ principal qui elle-même est directement proportionnelle au champ principal N_a et à la vitesse ; on a donc :

$$N_r \equiv N_a \times S,$$

en appelant S la vitesse du rotor. Mais N_a est indirectement proportionnel à la f. é. m. induite dans la bobine b. On a donc :

$$N_r \equiv E_{2p} \times S.$$

En substituant dans l'équation (3), on obtient l'expression :

$$\text{couple} \equiv C_2 \times E_{2p} \times S,$$

qui permet d'écrire l'équation (2), sous la forme :

$$P \equiv C_2 \times E_{2p} \times S^2.$$

En remplaçant P par sa valeur (équation 1), on obtient, après simplification, l'expression

$$S^2 \equiv E_{2r}/E_{2p}.$$

On voit qu'en divisant la f. é. m. de rotation (représentée par la longueur $E_{2p}E_2$ dans la figure 5) par la f. é. m. induite statiquement (représentée par la longueur OE_{2p}), on obtient un nombre proportionnel au carré de la vitesse de rotation.

Il est commode de considérer S non comme la vitesse de rotation réelle, mais comme une fraction (en °/₀) de la vitesse maxima possible, c'est-à-dire de la vitesse du synchronisme ou de la fréquence du courant primaire. On a alors

$$S^2 = E_{2r}/E_{2p},$$

qui donne pour S la valeur 1 (vitesse de synchronisme) quand $E_{2r} = E_{2p}$, et la valeur O (rotor immobile) quand il n'y a pas de force contre-électromotrice de rotation.

Un autre point à observer est que, s'il n'y avait pas de dispersion magnétique, la capacité de surcharge momentanée du moteur serait pratiquement illimitée, parce que, si l'on néglige les considérations mécaniques et l'échauffement des conducteurs, le courant C_2 pourrait croître jusqu'à une valeur énorme sans réduction considérable de l'intensité du champ transversal ; ce serait purement une question de résistance du rotor. On verra plus loin que, dans une machine pratique, ayant une dispersion magnétique appréciable, la puissance est limitée par d'autres considérations que par la résistance du rotor.

(A suivre.) R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Sur la radiation électrique d'antennes coudées *(fin).* — **A. Fleming.** — *The Electrician,* 28 décembre 1906.

Dans une autre série d'expériences, on fit un certain nombre de mesures en employant une antenne verticale munie d'un fil latéral terminé par une plaque formant capacité : ce fil était fixé à une hauteur variable sur l'antenne verticale. Dans tous les cas, on a trouvé qu'une telle antenne transmettrice produisait une radiation plus uniforme dans tous les azimuths que si on enlevait la partie verticale surmontant le fil latéral : cela montre qu'en accroissant le moment électrique d'une telle antenne coudée, on en fait un radiateur moins dissymétrique, et qu'il faut augmenter le moment magnétique si l'on veut que la radiation soit plus inégale.

Pour étudier ce point en détail, l'auteur a fait une série d'observations avec l'antenne de 6 mètres coudée à différentes hauteurs, et il a tracé une famille de diagrammes polaires en portant à la même échelle les différents résultats obtenus. Ces différents diagrammes n'ont jamais atteint la forme en 8 bien nette indiquée par Marconi, parce que le rapport de la longueur horizontale à la longueur verticale n'excédait pas 19/1 dans les expériences de l'auteur, tandis que, dans les expériences de Marconi, la valeur de ce rapport atteignait 40/1. Dans cette famille de courbes, le rayon minimum est toujours voisin de 105°, comptés à partir d'un zéro opposé à la direction vers laquelle est tournée l'extrémité libre de l'antenne. La théorie mathématique développée par l'auteur montre que, pour une antenne isolée doublement coudée, l'azimuth θ de force minima est donnée par l'expression :

$$\cos\theta = (2\Phi v/M)(1/mr),$$

en appelant Φ le moment électrique de l'oscillateur, M le moment magnétique, v la vitesse de radiation, $m = 2\pi/\lambda$, et r la distance entre le radiateur et le récepteur. Or on a :

$$\Phi = Q\delta z \quad \text{et} \quad M = I\delta y\delta z = Qn\delta y\delta z,$$

en appelant Q la charge maxima finale de l'oscillateur et $n = 2\pi/T$.

Si l'on remarque que $v = n/m$, il vient :

$$2\Phi v/M = 2/m\delta y$$

$$\cos\theta = \frac{2}{m^2 r\delta y} = \frac{\lambda^2}{2\pi^2 r\delta y} = \frac{1}{20}\frac{\lambda}{r}\frac{\lambda}{\delta y}.$$

Macdonald a montré que, dans le cas d'un oscillateur linéaire, la longueur d'onde des ondes émises est égale à 2,5 fois la longueur totale. On a donc, dans le cas dont il s'agit :

$$\lambda = 2,5\,(2\delta y + \delta z) = 7,5\delta y.$$

On a donc pour l'oscillateur coudé à trois branches égales :

$$\cos\theta = (3/8)(\lambda/r) = 0,375\lambda/r.$$

Les expériences décrites furent faites à des distances comprises entre une longueur d'onde et un tiers de longueur d'onde entre le radiateur et le récepteur. Dans ce cas, on a $\lambda/r = 0,72$ et $\cos\theta = 0,27$, c'est-à-dire :

$$\theta = 74°20' \quad \text{ou} \quad \theta = 105°40',$$

suivant la façon de compter l'angle. Il est remarquable que dans les deux séries d'expériences, celles de Marconi et celles de l'auteur, avec un rapport de la longueur horizontale à la longueur verticale compris entre 40/1 et 40/3, l'angle de radiation minima soit toujours voisin de 110°.

Un autre point intéressant restait à étudier. Les expériences relatées ont été faites avec des antennes coudées à angle droit : on pouvait se demander comment les résultats seraient influencés si l'on courbait l'antenne suivant un angle différent de 90°. On fit une série d'expériences avec une antenne transmettrice de 6 mètres de longueur totale dont la partie verticale avait toujours $1^m,50$ de hauteur et qui était coudée suivant différents angles, variant de 20° en 20. L'antenne réceptrice avait $6^m,30$ de hauteur et était verticale ; la distance était de 42 mètres. Le courant dans l'antenne réceptrice était mesuré au moyen d'un appareil thermo-électrique ; il était déterminé par les deux positions à 0° et 180°. Le rapport des deux valeurs du courant ainsi obtenues était porté en ordonnées en fonction des valeurs de l'angle d'inclinaison, portées en abscisses.

Cette courbe présente un accroissement graduel des ordonnées quand l'extrémité libre de l'antenne s'élève au-dessus du sol, mais elle n'indique pas de valeur minima nettement marquée du rapport de la radiation vers l'avant et vers l'arrière.

On trouva une différence très nette entre une antenne de transmission ayant sa partie supérieure horizontale et une antenne ayant sa partie supérieure repliée vers le bas : la valeur maxima du courant dans le récepteur est réduite quand on replie l'extrémité libre de l'antenne de façon à ce qu'elle soit au-dessous de l'horizontale.

L'auteur conclut son étude en expliquant les effets semblables observés par Marconi dans le cas d'antennes réceptrices coudées ; il montre que l'on ne peut pas expliquer ces effets sans admettre trois sources de f. é. m. dans les antennes réceptrices coudées :

1° La f. é. m. due à la force magnétique de l'onde incidente ;

2° La f. é. m. due à la force électrique ;

3° Une f. é. m. due aux lignes de force magnétiques, variant périodiquement, de la boucle presque fermée formée par l'antenne coudée.

D'une façon générale, tous les effets observés sur les antennes transmettrices et réceptrices coudées sont explicables par la théorie exposée par l'auteur dans l'étude ci-dessus mentionnée.

R. V.

***Expériences sur la télégraphie sans fil dans une direction.* — K. E. F. Schmidt.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er janvier 1907.

En appelant E le vecteur électrique et H le vecteur magnétique dans le champ électromagnétique, on sait que l'énergie qui se déplace à travers un élément de surface et qui agit pour la réception est proportionnelle au produit EH. Si l'on peut, par l'emploi de conducteurs appropriés, parvenir à augmenter E ou H en certains points du champ autour d'un oscillateur, on doit obtenir dans ces directions une augmentation d'action de la radiation.

Il a semblé possible, jusqu'à un certain point, d'obtenir par la combinaison d'une antenne verticale avec un fil horizontal, une concentration des lignes de force électriques de l'oscillateur dans la direction du fil horizontal.

Dernièrement, l'auteur est parvenu à prouver par des expériences rigoureuses l'exactitude de cette idée et il a constaté que la réception est sensiblement meilleure dans la direction du fil horizontal que dans la direction opposée.

1° *Expériences.* — L'antenne L était composée d'un câble en fils de bronze de 2 millimètres de diamètre ; son extrémité supérieure était suspendue à 21 ou 22 mètres au-dessus du sol par un isolateur en verre de 40 centimètres de longueur et de 4 centimètres de diamètre environ et elle était dirigée sous un angle de 75° par rapport à

l'horizontale vers le poste contenant les appareils à haute tension. Là, elle était reliée à l'une des électrodes d'un éclateur F (fig. 1) ayant une distance explosive de 4 millimètres, puis formait une boucle d'accouplement R et retournait au dehors rejoindre un isolateur J, situé à 2m,50 au-dessus du sol, à partir duquel elle s'étendait horizontalement sur une longueur de 18 mètres.

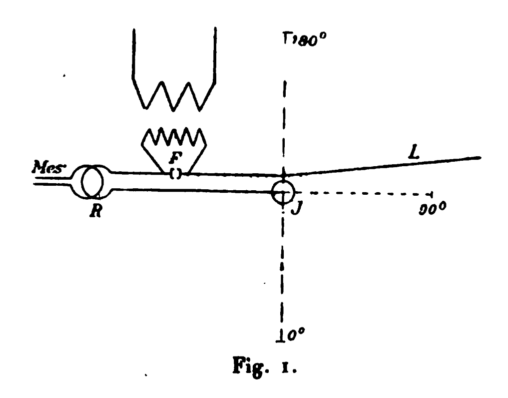


Fig. 1.

Pour augmenter la longueur d'onde des ondes émises, on intercalait avant et après l'isolateur deux bobines de self-induction ayant chacune un coefficient de self-induction de 30000 centimètres.

On fit des essais de réception pour trois positions du fil horizontal 0, 90°, 180° (fig. 1). L'éclateur était actionné par une bobine d'induction de 40 centimètres d'étincelle alimentée par un petit alternateur à 50 périodes.

Les courbes de résonance du récepteur furent déterminées au moyen du bolomètre (1). Au poste récepteur (à 350 mètres de distance environ), était disposée une antenne de 20 mètres de longueur environ, dont l'extrémité supérieure était à 16 mètres au-dessus du sol; cette antenne aboutissait à une bobine d'accord et à un bolomètre très sensible, puis à une terre artificielle. Avec ce système récepteur, on traçait les courbes de résonance, pendant que les courbes correspondantes étaient tracées au poste transmetteur. Les résultats obtenus sont indiqués par le tableau I. Sur celui-ci sont indiquées à la partie supérieure les déviations du galvanomètre dans le circuit de mesure (*Mes* fig. 1) du poste transmetteur; λ désigne la longueur d'onde du transmetteur. Les courbes de résonance construites avec ces chiffres ont permis de déterminer la déviation maxima correspondant à la résonance exacte; ces déviations sont indiquées sous la désignation Max et placées entre crochets. La partie inférieure du tableau indique les chiffres correspondants obtenus au poste récepteur; L désigne la valeur du coefficient de self-induction de la bobine d'accord intercalée dans le circuit récepteur; η' désigne la valeur du rapport de la déviation maxima au poste récepteur (φ_e) et au poste transmetteur (φ_s). Approximativement, on peut considérer ces déviations comme proportionnelles aux quantités d'énergie E_e et E_s dans les circuits oscillants; les facteurs de proportionnalité sont différents pour les deux stations, par suite de la diversité des dispositifs de mesure employés; ils peuvent néanmoins, à ce qu'il semble, être ramenés à une mesure commune. Si l'on y parvient, on peut déduire, de la valeur de

$$\eta' = \frac{c_e E_e}{c_s E_s},$$

la valeur du coefficient de rendement

η = *énergie utile reçue/énergie dépensée au transmetteur.*

L'emploi de ce coefficient η qui correspond au rendement d'une installation quelconque est très utile pour résoudre certaines questions relatives à la propagation des ondes.

TABLEAU I

Influence de la position du fil horizontal sur l'énergie rayonnée.
Longueur d'onde $\lambda = 167$ m.

FIL HORIZONTAL A 0°		90°	180°
	Poste transmetteur.		
λ = 163 m.	φ_s = 70,8	φ_s = 85,1	φ_s —
164,5	82,2	90,8	70,1
166	91,7	96,1	72
167,5	101,6	92,1	72
109	102,6	»	69,2
170,5	99,7	86	64,9
Max.	[102,6]	[97,6]	[72,8]
	Poste récepteur.		
L = 3400 cm.	φ_e = 14	φ_e = 16	φ_e = 19
10000	16	19,4	21
18800	19	26,7	28,4
28000	28	33	34
40700	23,5	26	26,6
55000	13	15	16,2
Max.	[29,5]	[33]	[34]
$\eta' = \frac{c_e E_e}{c_s E_s}$	0,284	0,338	0,467

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 27 oct. 1906, p. 151.

Le rapport c_e/c_s conservant une valeur invariable quand le dispositif de mesure reste le même, on peut déduire des valeurs relatives des déviations du galvanomètre et le résultat obtenu peut être exprimé de la façon suivante (V. tableau I).

L'énergie rayonnée par le système transmetteur décrit est environ 19 % plus grande quand le fil horizontal est dans la position 90°, et 64,5 % plus grande quand le fil horizontal est dans la position 180° que quand le fil horizontal est dans la position 0°.

L'auteur a comparé les valeurs obtenues pour la position 180° avec les résultats de réception obtenus en reliant l'antenne transmettrice à une terre artificielle formée de deux cylindres de toile métallique en cuivre de 40 centimètres de hauteur et 1m,60 de diamètre enfouis à un mètre de profondeur dans du coke. Les résultats sont indiqués par le tableau II : on voit que la réception est d'environ 152 % meilleure quand on emploie une terre artificielle que quand on emploie comme contrepoids le fil horizontal.

TABLEAU II

Effet sur le récepteur quand on emploie un fil horizontal ou bien une terre artificielle.

$\lambda = 166^m,5$.

	POSITION A 180°	TERRE
	Poste transmetteur.	
λ = 163 m.	φ_s = 54,5	φ_s = 68,3
164,5	57,7	72,0
166	59,0	73,8
167,5	58,7	75,1
169	»	75,6
170,5	54,0	74,0
174	45,8	69,3
Max.	[59,1]	[75,64]
	Poste récepteur.	
L = 3 400	φ_e = 20	φ_e = 41
10 000	23	55
18 800	28	75
28 000	27	84
40 700	17,5	77
55 000	10	45
Max.	[28,5]	[84]
$\eta' = \frac{c_e E_e}{c_s E_s}$	0,48	1,21

Sur le tableau I, on voit que les chiffres relatifs au système transmetteur dans les différentes positions du fil horizontal diffèrent fortement entre eux. Pendant les expériences, on n'avait modifié que la position du fil, toutes les autres conditions restant les mêmes. Cela peut être expliqué par le fait que le fil horizontal était influencé d'une façon inégale, dans les différentes positions, par le voisinage inévitable d'arbustes, de poteaux, etc., dont la présence produit des modifications importantes dans la fréquence des oscillations. Dans une seconde série d'essais, l'auteur plaça le fil vertical à égale distance entre deux poteaux distants de 30 mètres ; ce fil, exactement vertical,

TABLEAU III

Influence de la position du fil horizontal sur la quantité d'énergie radiée.

$\lambda = 140$ m.

	FIL HORIZONTAL VERS LA POSITION 0°	FIL HORIZONTAL VERS LA POSITION 180°
	Poste transmetteur.	
λ = 136,5 m.	φ_s = 152,4	φ_s = 158,4
138	190	190
140	203	203
142	198	203
144	178	186
146	151,8	160
Max.	[203]	[203]
	Poste récepteur.	
L = 18 040 cm.	φ_e = 52	φ_e = 35
26 256	90	66
34 400	177	132
40 190	213	147
48 440	222	165
57 800	143	100
65 000	73	54
73 300	39	29
Max.	[224]	[166]
	η' = 1,10	0,82

était prolongé par un fil horizontal tendu à 6 mètres au-dessus du sol. Les expériences furent faites d'abord pour les positions 0° et 180° du fil horizontal, puis pour les positions 180° et 90°. Les résultats sont indiqués par le tableau III dont les chiffres montrent que les valeurs relatives aux différentes positions du fil horizontal du poste transmetteur restent les mêmes, aux erreurs d'observation près. L'augmentation d'effet au récepteur, quand on passe de la position 0° à la

position 180°, atteint 34 %; quand on passe de la position 0° à la position 90°, l'augmentation est d'environ 17 %.

L'auteur a aussi déterminé, avec ce dispositif expérimental, l'effet obtenu quand on relie l'antenne à une terre artificielle; les résultats sont indiqués par les chiffres du tableau IV.

TABLEAU IV

Effets au récepteur quand l'antenne transmettrice est reliée à la terre.

POSTE TRANSMETTEUR		POSTE RÉCEPTEUR	
$\lambda = 167$ m.	$\varphi_s = 37,7$	L = 40 190	$\varphi_e = 21$
170	42,3	L = 48 440	28
174	43,9	57 800	36
177	42,9	65 000	45
180	40,3	73 300	59
183	37,5	81 600	69
Max.	[44]	89 600	75
		Max.	[75]
$\eta' = c_e E_e / c_s E_s = 1,71$			

On voit que l'intensité des oscillations a diminué au transmetteur; le maximum des déviations au poste transmetteur n'est que de 44 (contre 203 dans le cas du fil horizontal) et le maximum d'effet au récepteur est de 75 divisions (contre 222). La valeur de η' atteint 1,71. Le système dans lequel l'antenne est reliée à la terre donne donc une meilleure radiation que le système avec contrepoids. Mais, comme dans les deux cas, on emploie la même quantité d'énergie pour produire les oscillations, le rendement de l'installation totale pour la réception est d'environ 196 % plus grand pour la combinaison de l'antenne verticale avec le fil horizontal dans la position 180° que pour la liaison de celle-ci avec la terre.

La raison de ce phénomène repose sur le fait que, dans le cas où l'on emploie le contrepoids, la bobine d'induction fonctionne comme transformateur en résonance, tandis que, avec une prise de terre, les choses diffèrent sensiblement. Pour utiliser la bobine d'induction comme transformateur en résonance, il fallait élever la vitesse de rotation et l'excitation de l'alternateur, c'est-à-dire dépenser plus d'énergie dans le système oscillant; l'énergie reçue augmentait d'une façon correspondante. Pour voir si la bobine d'induction travaillait en résonance, l'auteur a employé un disque noir avec une croix blanche fixé sur l'arbre du moteur. En éclairant ce disque par l'étincelle de l'éclateur, on voit la croix fixe dans l'espace quand il y a synchronisme : lorsque les conditions électriques des circuits s'écartent plus ou moins de la résonance, l'image de la croix est plus ou moins floue.

L'auteur a étudié ensuite l'influence de la hauteur du fil horizontal dans la position 180° et il a trouvé que la valeur η' croît de 1,12 à 2,2, c'est-à-dire de 100 %, quand la hauteur du fil horizontal est abaissée de 6 mètres à 4 mètres au-dessus du sol; la valeur de η' a augmenté de 0,88 à 2,74, c'est-à-dire de 210 % quand la hauteur du fil est abaissée de 6 mètres à $2^m,50$.

En outre, l'auteur a déterminé l'action d'un système transmetteur composé de deux fils horizontaux de 25 mètres de longueur, placés tous deux dans la position 180°, le premier à 6 mètres de hauteur et le second à $2^m,50$ de hauteur. Les résultats sont indiqués par le tableau V.

TABLEAU V

Deux fils horizontaux.

$\lambda = 139$.

POSTE TRANSMETTEUR		POSTE RÉCEPTEUR	
$\lambda = 136,5$	$\varphi_s = 268$	L = 13 900	$\varphi_e = 5$
138	347	22 200	11
140	355	30 400	23,2
142	291	38 600	23
144	178	46 800	10
Max.	[372]	Max.	[29]
$\eta' = c_e . E_e / c_s . E_s = 0,08$			

Il ne faut pas confondre ces dispositifs avec ceux qu'a employés Marconi, car il existe entre eux une différence essentielle et l'action obtenue est beaucoup plus importante. Il semble qu'on puisse encore obtenir une plus grande augmentation d'action en employant des harpes planes combinées avec des contre-harpes. R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur la transformation d'énergie électrique en lumière *(fin)* (1). — **Ch.-P. Steinmetz.** — *American Institute of Electrical Engineers.*

Tubes à vide. — La conduction à travers les

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 26 janvier 1907, p. 144.

vapeurs peut être de deux natures différentes; conduction par étincelle ou conduction du tube de Geissler et conduction par arc. Les vapeurs ou les gaz peuvent être divisés en deux classes: les vapeurs conductrices et les vapeurs non conductrices. Les vapeurs conductrices sont toutes de résistance très élevée. L'hydrogène ou l'air peut être considéré comme un gaz conducteur, puisqu'un courant peut le traverser, particulièrement aux vides peu poussés, comme dans le tube de Geissler. Le passage du courant dans le gaz conducteur du tube de Geissler produit de la lumière, par quelque phénomène de luminescence.

Le mécanisme de la production de lumière ne semble pas connu dans ce cas: il semble que la lumière ait le caractère d'un sous-produit. Le tube de Geissler présente un très bon rendement quand il fonctionne sur du courant alternatif de très grande fréquence. Quand la fréquence diminue, le rendement décroît et il se dégage de la chaleur. On a essayé d'employer le tube de Geissler pour l'éclairage; la lumière ayant un faible éclat intrinsèque, il faut une grande surface de tube; on peut donner à la lumière la couleur que l'on veut en employant un gaz convenable. Dans ces dernières années, on semble avoir obtenu de bons résultats, même avec une fréquence de 60 périodes par seconde seulement. Mais la valeur du rendement n'approche pas de celle que l'on obtient avec le spectre du mercure, du calcium ou du titanium.

L'arc. — Dans le tube de Geissler, le courant est transporté par le gaz ou la vapeur qui remplit l'espace compris entre les électrodes. La conduction a un caractère disruptif, comme la décharge par étincelle: il faut donc une tension minima, au-dessous de laquelle il n'y a aucune conduction de l'électricité. Le corps constituant les électrodes joue un rôle peu important et le spectre est celui du gaz compris entre les électrodes.

La conduction par arc repose sur des phénomènes essentiellement différents. Le courant passe par un pont de vapeurs conductrices produites par l'électrode négative et engendrées par le passage du courant lui-même; il y a un courant de vapeur qui se déplace avec une grande vitesse de l'électrode négative vers l'électrode positive. Le spectre de l'arc est celui du corps constituant l'électrode négative et est indépendant de la nature du gaz ou de la vapeur compris entre les électrodes, ainsi que de la nature de l'électrode positive, excepté indirectement par l'effet de la chaleur. La production continue du courant de vapeur exige une dépense d'énergie nécessaire pour échauffer l'électrode à la température d'ébullition et pour produire la vitesse de déplacement. Cette énergie doit être fournie par le circuit électrique, sous forme d'une chute de tension entre les électrodes de l'arc. Cette chute de tension, à peu près indépendante de la longueur de l'arc et du courant, peut être appelée force contre-électromotrice de l'arc.

La température du courant gazeux, à une pression constante dans l'espace environnant, doit être constante et égale à la température de fusion du corps constituant l'électrode négative. L'énergie rayonnée par unité de surface peut donc être considérée comme constante et l'énergie totale rayonnée, ainsi que l'énergie consommée dans l'arc, est proportionnelle à la surface de celle-ci. La section de l'arc pouvant être supposée proportionnelle au courant, il en résulte que la différence de potentiel entre les extrémités de l'arc est inversement proportionnelle à la racine carrée de l'arc et à peu près directement proportionnelle à la longueur de l'arc. On obtient ainsi, comme équation théorique de l'arc

$$e = e_0 + a(1 + c)/\sqrt{i}.$$

Avec du zinc ou du cadmium, la force contre-électromotrice de l'arc est de 16 volts; avec du mercure elle est de 13 volts; pour le carbone elle est d'environ 28 volts.

Du caractère de la conduction dans l'arc, il résulte que celui-ci doit être amorcé, c'est-à-dire que les vapeurs qui transportent le courant doivent d'abord être produites avec une dépense d'énergie, avant que le courant puisse passer. On peut y arriver de différentes façons: en amenant les extrémités des électrodes en contact, puis en les écartant dès que le courant a commencé à passer, ou bien en faisant éclater une étincelle électrostatique entre les extrémités des électrodes et en amorçant ainsi la conduction.

L'arc est, d'après ce qui précède, un phénomène à courant continu et ne peut pas exister, en général, sur du courant alternatif, à moins que les électrodes ne se maintiennent suffisamment chaudes.

Le spectre de l'arc électrique est celui de l'é-



lectrode négative, comme cela a été rappelé ; sa température est la température d'ébullition de l'électrode négative. Il y a cependant quelques exceptions apparentes. Par exemple, le courant de vapeur peut être surchauffé si l'on emploie un courant oscillant de haute fréquence de tension assez élevée pour maintenir un arc alternatif. Dans ce cas, on voit fréquemment prédominer certains groupes de raies spectrales qui sont insignifiantes avec de la vapeur saturée ; parfois le spectre de l'électrode positive, ou d'une partie constitutive de cette électrode, peut aussi apparaître dans l'arc.

L'extrémité de l'électrode positive est chauffée à la température de l'ébullition. Si cette électrode contient quelque corps dont le point d'ébullition soit inférieur à la température du courant de vapeur, ce corps est évaporé et pénètre dans le courant gazeux. Par exemple, si, dans un arc au carbone, l'électrode positive est imprégnée de fluorure ou de borure de calcium dont le point d'ébullition est relativement bas, la vapeur de calcium pénètre dans le courant de vapeur et est chauffée à la température de l'arc au carbone. Elle devient luminescente, soit directement par l'échauffement, ou indirectement par dissociation chimique, ou encore autrement. Le rendement de l'arc au carbone peut ainsi être augmenté par l'adjonction de vapeurs de certains corps donnant un spectre brillant, tel que le calcium, dont la lumière jaune est très brillante. Ce corps est adjoint au charbon positif, qui est le plus chaud, et le rendement dépend exactement de la température de cette électrode. Si elle a un fort diamètre et se maintient froide en se consumant lentement, le rendement diminue ; une température élevée et une usure rapide de l'électrode positive sont donc nécessaires.

Au lieu d'adjoindre à l'électrode positive des corps dont la volatilisation se produit à une température inférieure à celle de l'arc, on peut employer comme électrode négative un corps ou un composé donnant un spectre lumineux, tandis que l'électrode négative en carbone donne un arc non lumineux. Il existe plusieurs métaux qui donnent des spectres lumineux, mais ceux qui donnent de la lumière blanche se rattachent tous au groupe du fer ; ce sont par exemple le fer, le titanium, le tungstène, etc. L'oxyde de fer, Fe_3O_4, appelé magnétite, est bon conducteur, est stable aux températures élevées, aussi bien qu'aux basses températures, et donne un spectre blanc. Dans un tel arc électroluminescent, tout corps stable peut être employé comme électrode positive. Le cuivre est généralement utilisé à cause de sa bonne conductibilité calorifique et électrique. L'élimination du carbone dans l'arc à magnétite exclut la combustion et les électrodes durent environ vingt fois plus longtemps que les électrodes en charbon dans les mêmes conditions. Le rendement de l'arc à magnétite peut varier entre des limites étendues ; il peut être augmenté au détriment de la durée des électrodes ou inversement. L'auteur termine en indiquant les avantages que présente l'arc à magnétite.

R. R.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Perfectionnements aux accumulateurs alcalins. — *Centralblatt für Accumulatoren*, octobre, novembre et décembre 1906.

Accumulateur électrique à électrolyte alcalin. — TH.-A. ÉDISON. — Brevet allemand 174676, du 7 janvier 1903 ; acc. 10 septembre 1906.

L'invention a pour but d'obtenir une différence de potentiel aux bornes élevée et aussi constante que possible pendant toute la décharge de l'accumulateur, et une facile réduction de la matière active à la charge. Ce résultat est obtenu en ajoutant à la matière active de l'électrode négative du mercure pur ou mélangé d'autres métaux facilement réductibles, tels que du cuivre ou de l'argent. Pour que le mercure ou les autres métaux restent à l'état métallique pendant tous les phénomènes qui se produisent dans l'accumulateur et pour éviter la formation de composés solubles, on doit dimensionner la capacité de l'électrode positive pour l'oxygène de telle façon que, pendant la décharge, la matière active de l'électrode négative soit seule oxydée, et non les métaux additionnels, facilement réductibles. L'emploi d'électrodes négatives présentant un excès de capacité est connu pour les accumulateurs au plomb, mais là il s'agit d'empêcher le foisonnement du plomb spongieux et non pas de maintenir à l'état métallique un métal additionnel.

L'adjonction de mercure à la matière active de l'électrode négative présente une grande importance, particulièrement pour les électrodes en

fer, car, lors des décharges rapides, celles-ci ont une tendance à former des composés du fer difficilement réductibles : il n'en est pas de même des électrodes contenant du mercure. On peut avantageusement procéder de la façon suivante : on ajoute à du fer finement divisé une quantité suffisante d'un composé ammoniacal du cuivre et d'oxyde de mercure : le mélange contient, par exemple, 64 °/₀ de fer, 30 °/₀ de cuivre et 6 °/₀ de mercure. Les particules de fer se recouvrent d'une couche poreuse de cuivre amalgamé sous forme extrêmement tenue. Le mélange peut être immédiatement pressé sous forme de galettes et employé dans une batterie d'accumulateurs : il n'exige pas l'emploi de flocons de corps bon conducteur ou d'autres artifices du même genre. Quand on ajoute du mercure seul, on peut mélanger au fer électrolytique finement divisé une quantité suffisante d'oxyde de mercure précipité de façon à obtenir un produit final contenant 20 °/₀ de mercure et 80 °/₀ de fer. Il vaut mieux employer du mercure et du cuivre, au point de vue du prix de revient et au point de vue du fonctionnement de l'élément. Les mélanges convenables peuvent être obtenus de différentes autres façons : par exemple, on peut préparer du cuivre finement divisé, le mélanger avec du mercure, et y ajouter du fer en poudre ; on peut aussi avantageusement ajouter à ce mélange de l'oxyde de fer rouge obtenu en faisant brûler à très basse température de l'oxalate de fer.

Électrode d'accumulateur. — Th.-A. Édison. — Brevet américain 831 269, 5 mars 1903 ; acc. 18 septembre 1906.

Dans les accumulateurs, où la question de poids n'est pas d'une importance primordiale, on prépare les plaques d'une façon économique en subdivisant la matière active et en l'enfermant, sous une forte pression, dans des pochettes munies de grosses perforations que ferment des plaques élastiques minces portant de fines perforations. Une tôle de fer ou d'acier de 1^{mm},5 d'épaisseur forme une grille portant des ouvertures de 15 centimètres de largeur et 25 centimètres de longueur. Cette grille est recouverte de nickel et est soudée dans une atmosphère d'hydrogène. Sur chaque ouverture, on fixe une plaque de fer ou d'acier nickelé capable de résister au foisonnement de la matière active. Dans cette plaque est ménagée une série de 6 pochettes portant des trous assez grands du côté extérieur. Chaque pochette est fermée par une plaque correspondante tenue par des rivets et empêchant la chute de la matière active : de chaque côté, on dispose des feuilles de matière élastique et insoluble, telle que de l'acier nickelé, munies de perforations très fines. La matière active est placée telle quelle ou sous forme de briquettes dans les pochettes de la plaque. Ensuite les plaques de fermeture sont mises en place sous pression et fixées solidement.

Procédé pour préparer électrolytiquement les plaques poreuses de zinc servant dans les accumulateurs électriques à électrolyte alcalin invariable. — F.-E. Polzeniusz et R. Goldschmidt. — Brevet allemand 176 393, 1er mai 1904 ; acc. 2 octobre 1906.

Les plaques de zinc obtenues par réduction d'une pâte d'oxyde de zinc ou de carbonate de zinc sont peu utilisables, parce que la plus grande partie de la masse tombe dès la réduction et que le procédé de préparation est compliqué. On peut éviter ces inconvénients en déposant par électrolyse, sur des supports convenables, le zinc métallique dissous dans une solution d'acide fluorhydrique. Suivant la concentration de l'électrolyte et la densité de courant employé, il se dépose du zinc métallique poreux mais non spongieux. Ce dépôt poreux adhère très bien et est très capable de réagir ; dès le séchage à l'air, il s'oxyde à tel point que la plaque s'échauffe. De telles plaques de zinc sont employées comme électrodes négatives avec des électrodes positives en nickel ou en cuivre, dans un électrolyte n'atteignant pas le métal et ne prenant pas part aux réactions, une solution de carbonate d'ammoniaque par exemple.

Perfectionnements à l'isolement des accumulateurs alcalins. — A.-E. Berglund. — Brevet anglais 21 535, 23 octobre 1905 ; acc. 18 octobre 1906.

L'ébonite ne résiste pas assez longtemps à l'action de l'électrolyte employé dans les accumulateurs alcalins. On emploie alors des feuilles de mica entre les électrodes et pour isoler les plaques du bac en acier. Les feuilles de mica sont munies de perforations quand elles doivent être disposées entre les électrodes.

Perfectionnements à la fabrication d'électrodes pour accumulateurs alcalins. — E.-W. Jungner. — Brevet anglais 21 534, 23 octobre 1905 ; acc. 18 octobre 1906.



Les plaques sont fabriquées au moyen d'appareils à fonctionnement continu. Deux bandes qui passent entre des rouleaux traversent des appareils perforateurs, des bains de nickelage galvanoplastique et des rouleaux de laminoir qui leur donnent une forme ondulée. Les creux des bandes sont emplis de matière active, puis les deux bandes sont rapprochées l'une contre l'autre et assemblées sous forte pression par deux rouleaux de laminoir. Comme isolant pour les électrodes, on emploie des feuilles minces d'ébonite ou de mica. On peut, avec ce procédé, obtenir des plaques très minces (jusqu'à $0^{mm},03$) et y introduire une très faible couche de matière active ($0^{mm},7$). On a ainsi un bon contact entre la matière active et le support, et l'accumulateur présente un excellent fonctionnement.

E. B.

MESURES

***Mesure approximative, par une méthode électrolytique, de la capacité électrostatique entre un cylindre métallique vertical et la terre.* — A. E. Kennely et S. E. Whiting.** — *Electrical World*, 29 décembre 1906.

On sait que tout problème de la capacité électrostatique d'un condensateur formé par une paire de surfaces conductrices et séparées par un milieu isolant uniforme est équivalent à un problème correspondant de la conductance électrique entre la même paire de surfaces semblablement placées et séparées par un milieu conducteur uniforme. La solution de l'un ou l'autre de ces deux problèmes conduit immédiatement à la solution du second.

Si l'on désire prédéterminer la capacité d'une paire de conducteurs en relation géométrique définie, on peut, quand il n'est pas possible d'effectuer le calcul par les règles ordinaires, construire un modèle du système géométrique, soit à la même échelle que l'original, soit à une échelle convenablement réduite, en substituant au diélectrique une solution de conductibilité uniforme et en mesurant la conductance entre les conducteurs servant d'électrodes. Cette conductance correspond à la capacité du système primitif considéré et peut servir à déterminer sa valeur.

Par exemple, on peut considérer le cas simple d'un condensateur formé de deux disques métalliques parallèles dont le diamètre est grand en comparaison de l'intervalle qui les sépare. Soit s centimètres carrés la surface de chaque disque et l la distance entre ces disques ; la formule bien connue qui donne la capacité du système, sans tenir compte de l'effet des bords des disques, est la suivante :

$$C = (k/4\pi)(s/l) \text{ centimètre} \qquad (1)$$

en appelant k la capacité inductive spécifique du milieu et C la capacité en unités électrostatiques absolues, désignées sous le nom « abstatfarads ».

La conductance présentée par les mêmes disques, semblablement situés, séparés par un milieu conducteur de conductivité γ mhos par centimètre a pour valeur

$$g = \gamma(s/l) \text{ mhos}, \qquad (2)$$

γ étant numériquement égal à la conductance d'un centimètre cube du milieu compris entre les faces parallèles ou

$$\gamma = 1/\rho \text{ mhos par centimètre}, \qquad (3)$$

en appelant ρ la résistivité du milieu en ohms-centimètre, numériquement égale à la résistance d'un centimètre cube de la substance comprise entre les faces parallèles, exprimée en ohms.

La capacité en abstatfarads, ou en centimètres, du système séparé par une couche diélectrique, est liée à la conductance en mhos du système séparé par une couche conductrice, par la formule :

$$C = (k/4\pi\gamma)\, g = (k\rho/4\pi)\, g \text{ abstatfarads}. \qquad (4)$$

Cette formule est d'une application tout à fait générale et n'est pas limitée au cas considéré des disques plans parallèles. Les deux conducteurs peuvent avoir une forme et une disposition quelconque. Si g est exprimé en abmhos, γ doit être exprimé en abmhos par centimètre et ρ en abs-ohm-centimètres.

Si la paire de conducteurs sur laquelle on fait la mesure de conductance est un modèle parfait du condensateur avec une réduction de n fois, de telle façon que chaque centimètre du condensateur réel soit représenté par $1/n$ centimètre. Dans le modèle, on sait que la conductance du modèle est n fois plus faible que s'il était établi en vraie grandeur. Donc, si g' désigne la conduc-

tance observée du petit modèle, la valeur de g à employer dans la formule (4) sera

$$g = ng' \text{ mhos.} \qquad (5)$$

Si la capacité d'un système de conducteurs peut être réellement évaluée par des formules connues, il est inutile de recourir à une mesure de conductance. Mais si le système géométrique du condensateur est trop complexe pour permettre une telle évaluation, il peut être bon d'éviter la construction du condensateur réel et d'établir à sa place un petit modèle réduit à conductance pour lequel on applique la formule (4). La capacité est ensuite réduite à sa valeur C_{abf} en « abfarads » ou unités électromagnétiques absolues au moyen de la formule :

$$C_{abf} = C/v^2 = C/9 \times 10^{20} \text{ abfarads,} \qquad (6)$$

v étant la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'éther libre (3×10^{10} centimètres par seconde). En pratique, on préfère généralement connaître la valeur de la capacité en farads C_f, microfarads $C_{\mu f}$, millimicrofarads $C_{m\mu f}$ ou micro-microfarads $C_{\mu\mu f}$. On a :

$$C_f = C_{abf} \times 10^9 = C/9 \times 10^{11} \text{ farads} \qquad (7)$$

$$C_{\mu f} = C_f \times 10^6 = C_{abf} \times 10^{15}$$
$$= C/9 \times 10^5 \text{ microfarads, etc.} \qquad (8)$$

(A suivre.) R. V.

Nouvel appareil Kelvin. — **Rypinski.** — *Electric Journal.*

L'auteur décrit un nouvel appareil de mesure du type Kelvin, construit par la Cie Westinghouse. L'appareil consiste en un long solénoïde qui attire un noyau de fer très saturé de faible rémanence, et en un mécanisme pour la compensation de l'attraction magnétique par la pesanteur. Les avantages de cet appareil sont les suivants :

1° Échelle proportionnelle ;
2° Indépendance des champs extérieurs ;
3° Absence d'erreurs dues aux frottements ;
4° Grande solidité mécanique :
5° Facilité de réglage et de réparation ;
7° Prix peu élevé ;
8° Indépendance de la forme de courbe et de la fréquence.

La figure 1 représente schématiquement l'appareil. Le noyau K du solénoïde est placé dans un tube plein d'huile. L'attraction magnétique variable agit sur un bras de levier constant correspondant au rayon du secteur S. Le contrepoids G est invariable et agit sur un bras de levier variable. La force exercée par le contrepoids G est proportionnelle au sinus de l'angle. En dimensionnant le solénoïde de façon que l'attraction magnétique soit proportionnelle au sinus de l'angle de déviation de l'aiguille Z, on obtient une échelle proportionnelle. L'appareil peut être établi comme ampèremètre pour 500 ampères et 2400 volts : pour de plus fortes intensités ou de plus fortes tensions, on emploie des transformateurs de courant. Comme voltmètre, on munit cet appareil d'une résistance en série ayant une valeur triple de sa résistance propre. Sur courant alternatif de plus de 750 volts, on emploie un transformateur de tension.

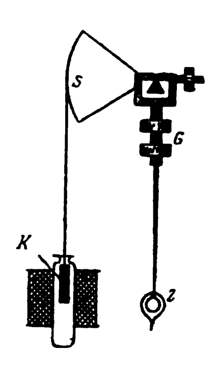


Fig. 1.

R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 9 Février 1907. 14e Année. — N° 6.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR UNE MÉTHODE POUR LA DÉTERMINATION DU RENDEMENT DES DYNAMOS A COURANT CONTINU

La méthode, que nous proposons pour la mesure du rendement d'une dynamo à courant continu, consiste à faire fonctionner la machine successivement en génératrice et en motrice, à la même vitesse, avec la même excitation et avec la même intensité de courant dans l'induit.

Elle permet :

1° D'obtenir le rendement d'une dynamo en génératrice et en motrice dans des conditions bien précises de marche ;

2° De déterminer ce rendement à divers régimes par de simples relevés de caractéristiques.

Dans ces conditions, la machine fonctionne à des régimes aussi identiques que possible en motrice et en génératrice. En effet, dans les deux modes de fonctionnement, le flux utile provenant des inducteurs est le même, la réaction magnétique d'induit est la même, les deux flux résultants sont donc les mêmes, à la perturbation près produite par les courants de Foucault. Il est même préférable, si la dynamo peut tourner indifféremment dans les deux sens, de faire en sorte que le sens du courant dans l'induit de la motrice, par rapport au flux inducteur, soit le même que celui du courant dans l'induit de la génératrice.

Nous allons passer en revue les différentes manières de conduire les essais suivant les différents modes d'excitation des dynamos.



I. — *Cas d'une génératrice ou motrice à excitation indépendante.*

Soient V_g et V_m les différences de potentiel aux bornes de la génératrice et de la motrice à la vitesse de N tours par minute ; I l'intensité du courant dans l'induit, i_e celle du courant d'excitation ; r la résistance des inducteurs ; p_g et p_m les sommes des pertes mécaniques, par hystérésis et courants de Foucault respectivement dans la génératrice et dans la motrice.

Dans les conditions de fonctionnement ci-dessus énoncées, on peut supposer égales les sommes des pertes p_g et p_m et poser

$$p_g = p_m = p.$$

De même on peut supposer égale la force électromotrice E_g de la génératrice et la force contre-électromotrice E_m de la motrice et poser

$$E_g = E_m = E.$$

Soient P_g la puissance fournie à la poulie de la génératrice et P_m la puissance recueillie à la poulie de la motrice.

Soit R une résistance ainsi définie : la perte par effet Joule à travers l'induit, le collecteur et les balais c'est-à-dire la perte par effet Joule dans la machine (celle des inducteurs exceptée) comptée entre les points d'attache des câbles et des porte-balais est RI^2 lorsque l'intensité du courant de l'induit est I.

On peut écrire pour la génératrice l'équation suivante :

$$EI = V_g I + RI^2 \qquad (1)$$

et en tenant compte de ce que la puissance fournie à la poulie est égale à la puissance recueillie plus les pertes

$$P_g = V_g I + RI^2 + p. \qquad (2)$$

De même pour la motrice.

$$V_m I = P_m + p + RI^2 \qquad (3)$$

$$EI = P_m + p. \qquad (4)$$

Des équations (4), (1) et (2) on tire la suivante

$$P_m + p = V_g I + RI^2 = P_g - p$$

d'où

$$P_g - P_m = 2p. \qquad (5)$$

En additionnant les équations (3) et (2) et en tenant compte de l'équation (5), on obtient

$$\frac{1}{2}(V_m - V_g) I = RI^2. \qquad (6)$$

Soit R_{ind} la résistance de l'induit, mesurée à chaud ; on trouve que l'on a toujours

$$RI^2 > R_{ind} I^2$$

ou

$$R > R_{ind}.$$

Dans l'établissement de la formule des rendements, nous prendrons comme perte par effet Joule totale dans l'induit, RI^2 au lieu de $R_{ind}I^2$.

Soit

$$R - R_{ind} = K.$$



Appelons K l'augmentation de résistance due à la commutation pour des conditions de marche données ; K varie avec l'intensité du courant I, la vitesse de rotation, etc. Il suffisait de le signaler sans chercher à approfondir ici les causes de cette variation.

En retranchant les équations (3) et (2), on obtient

$$P_g + P_m = (V_m + V_g) I. \qquad (7)$$

Le rendement de la génératrice est donné par la formule

$$\rho_g = \frac{V_g I}{V_g I + RI^2 + p}$$

d'où

$$\rho_g = \frac{V_g I}{\frac{1}{2}(V_m + V_g) I + p} \qquad (8)$$

et celui de la motrice par la formule

$$\rho_m = \frac{V_m I - RI^2 - p}{V_m I}$$

d'où

$$\rho_m = \frac{\frac{1}{2}(V_m + V_g) I - p}{V_m I}. \qquad (9)$$

Si l'on connaissait p, il suffirait, pour avoir les divers rendements soit de la motrice soit de la génératrice, à la même vitesse et à la même excitation mais avec des intensités de courants différentes dans l'induit, de tracer les deux caractéristiques de la différence de potentiel aux bornes de la génératrice V_g et de la différence de potentiel aux bornes de la motrice V_m, en fonction de l'intensité I du courant dans l'induit, en maintenant l'excitation et la vitesse constantes ; on en déduirait les rendements correspondant à chaque intensité par application des formules (8) et (9).

Si dans les équations (5), (7) et (3) on suppose que P_m est nul et que P_g, V_g, V_m, I et R sont respectivement P_{g_0}, V_{g_0}, V_{m_0}, I_0 et R_0, on déduit

$$p = \frac{1}{2}(V_{m_0} + V_{g_0}) I_0 = V_{m_0} I_0 - R_0 I_0^2. \qquad (10)$$

Si donc, par un essai en motrice, on détermine l'intensité du courant I_0 et la différence de potentiel V_{m_0}, telles que, P_m étant nul, la machine tourne à N tours par minute sous la même excitation i_e, il sera aisé, par la caractéristique de la génératrice donnant V_g en fonction de I, d'avoir V_{g_0} correspondant à I_0 et de calculer p.

Donc, pratiquement, en maintenant l'excitation et la vitesse constantes, on construira les caractéristiques de la différence de potentiel de la génératrice d'une part et de la motrice d'autre part en fonction de l'intensité du courant dans l'induit, et l'on profitera du montage des connexions de la machine en motrice pour rechercher l'intensité I_0 du courant dans l'induit, telle que, l'excitation restant constante et P_m étant nul, la motrice tourne à N tours par minute. Supposons que l'on veuille calculer le rendement pour une charge qui n'a pas été spécialement étudiée au cours de l'essai ; donnons-nous I_1 par exemple. Les caractéristiques de V_g et V_m en fonction de I permettront de déterminer V_{g1} et V_{m1} correspondant à I_1 ; puisque p est connu, on aura tous les éléments nécessaires pour calculer les rendements.

Les deux caractéristiques de V_g et V_m en fonction de I permettent également d'étudier les variations de K en fonction de I.

On pourrait opérer de même à diverses vitesses et avec diverses excitations et de la comparaison des résultats obtenus déduire les meilleures conditions de marche de la machine.

Nous pensons que cette méthode sera d'un emploi commode dans les usines de construction où l'on relève les caractéristiques des génératrices. Il suffira de relever les caractéristiques des mêmes machines fonctionnant comme motrices, à la même excitation et à la même vitesse qu'en génératrices.

II. — *Cas d'une génératrice ou motrice à excitation en dérivation.*

L'étude du rendement se ramène à la détermination des caractéristiques ci-dessus énoncées, en tenant compte de quelques observations. Dans une usine de construction, sur une plate-forme d'essais, l'étude du rendement en excitation indépendante à diverses charges, sous diverses excitations et à diverses vitesses pourra présenter un grand intérêt pour déterminer le meilleur mode de fonctionnement de la machine. Mais on peut être amené à envisager un problème moins complexe, lorsqu'il s'agit de la réception d'une machine à excitation en dérivation, dont les essais de réception sont à effectuer à la station d'utilisation.

A. — *Cas d'une génératrice à excitation en dérivation.* — Le problème qui se pose est le suivant : Déterminer les rendements d'une génératrice, qui doit tourner à une vitesse constante de N tours par minute et maintenir constante, malgré les variations de charge, la différence de potentiel aux bornes du réseau qu'elle alimente. Remarquons que les points qui se présenteront dans l'étude ne seront que des points particuliers des études qu'on aurait faites sur cette dynamo en excitation indépendante ; mais il est bon d'envisager la question sous ce jour spécial de façon à réduire au minimum les manipulations de l'essai.

Pour maintenir constante la différence de potentiel aux bornes du réseau, malgré les variations de la charge, la vitesse de la dynamo restant constante, il faudra, en effet, modifier le rhéostat d'excitation ; l'excitation variera donc avec la charge, c'est-à-dire avec les points à étudier.

En adoptant les notations précédentes, nous écrirons que la puissance totale fournie à la poulie de la dynamo est égale à la puissance recueillie plus les pertes. Nous remarquerons que l'intensité du courant circulant dans l'induit est $(I+i_e)$ I étant l'intensité du courant qui circule dans les câbles à la sortie de la génératrice :

$$P_g = V_g I + R(I+i_e)^2 + p + r i_e^2$$

mais on a :

$$V_g i_e = r i_e^2$$

d'où

$$P_g = V_g (I+i_e) + R(I+i_e)^2 + p.$$

Posons

$$I + i_e = I_a$$

$$P_g = V_g I_a + R I_a^2 + p\,; \qquad (11)$$

on aura aussi :

$$E I_a = V_g I_a + R I_a^2. \qquad (12)$$

Si on fait ensuite fonctionner la dynamo en motrice sous l'excitation indépendante i_e, à la même vitesse constante de N tours par minute et avec une intensité I_a de courant dans l'induit, on aura

$$V_m I_a = R I_a^2 + p + P_m \qquad (13)$$

$$E I_a = P_m + p. \qquad (14)$$

Les équations (11), (12), (13), (14) sont identiques à celles que nous avons posées dans l'étude de la dynamo sous excitation indépendante.

D'où

$$\rho_g = \frac{V_g I_a}{\frac{1}{2}(V_m + V_g) I_a + p}. \qquad (15)$$

Pour chaque excitation i_e à la vitesse constante de N tours par minute, on aura chaque fois la valeur

$$p = \frac{1}{2}(V_{m_0} + V_{g_0}) I_0.$$

que l'on calculera comme il sera indiqué ultérieurement.

La différence de potentiel du réseau V_g étant constante, puisqu'on considère le cas où la dynamo génératice doit maintenir constante cette différence de potentiel, il faudra connaître les variations de i_e en fonction de I_a, d'où, la construction d'une première caractéristique, celle de i_e en fonction de I_a et comme corollaire une deuxième, celle de i_e en fonction de V_m. Pour calculer p, il faudra d'abord connaître la valeur de I_0 et celle de V_{m_0} correspondante, qui sous l'excitation i_e, la dynamo tournant à la vitesse constante de N tours par minute, rendent P_m nul; d'où la construction d'une troisième caractéristique, celle de i_e en fonction de I_0 et d'une quatrième, celle de i_e en fonction de V_{m_0}. Remarquons que ces deux caractéristiques sont construites simultanément. Enfin il y aura lieu de chercher les valeurs de V_{g_0}, que prend la différence de potentiel aux bornes de la génératrice tournant à la vitesse constante de N tours par minute sous les excitations indépendantes i_e correspondantes, lorsque l'intensité du courant dans l'induit prend les valeurs I_0 correspondant aux diverses valeurs de i_e. Dans ce dernier cas on pourrait, au lieu de faire fonctionner la génératrice sous excitation indépendante, la faire fonctionner en excitation en dérivation pourvu que l'intensité du courant d'excitation ait la valeur correspondante i_e et que celle du courant circulant dans l'induit soit I_0, c'est-à-dire $(I_0 - i_e)$ pour celle du courant circulant dans les câbles au sortir de la dynamo; mais il sera en général plus pratique d'opérer en excitation indépendante. D'où la construction d'une cinquième caractéristique, celle de i_e en fonction de V_{g_0}.

En définitive les manipulations de l'essai se réduiront à trois:

1° Montage de la dynamo en génératrice et construction de la 1re caractéristique;

2° Montage en motrice et construction des 2e, 3e et 4e caractéristiques;

3° Montage en génératrice et construction de la 5e caractéristique.

Ces cinq caractéristiques permettent de connaître tous les éléments nécessaires pour étudier complètement la dynamo dans des conditions de marche précises pour une vitesse déterminée.

Supposons qu'on veuille, en effet, déterminer le rendement correspondant à un point qui n'a pas été étudié dans l'essai. Donnons-nous I_a par exemple, i_e est déterminé par la 1re caractéristique et de ce fait, les autres caractéristiques fournissent les éléments nécessaires pour étudier les variations de K ou pour calculer le rendement. Il sera particulièrement commode de construire ces cinq caractéristiques en prenant i_e comme coordonnée commune.

B. — *Cas d'une motrice à excitation en dérivation.* — Ce cas revient à celui de l'excitation indépendante, car la différence de potentiel du réseau sur lequel est branchée la motrice est constante ou peut être considérée comme constante et par conséquent le problème qui se pose dans cet essai est de rechercher le rendement d'une motrice dont l'intensité du courant d'excitation est constante ou sensiblement constante et dont la vitesse est aussi

constante ou sensiblement constante (cette dernière est maintenue telle par la manœuvre du rhéostat). Écrivons que la puissance totale fournie est égale à la puissance recueillie plus les pertes. On a :

$$V_m I = R(I - i_e)^2 + p + P_m + r i_e^2$$
$$V_m i_e = r i_e^2\,;$$

d'où

$$V_m(I - i_e) = R(I - i_e)^2 + p + P_m, \tag{16}$$

avec

$$(I - i_e)E = P_m + p. \tag{17}$$

Il circule dans l'induit de la motrice un courant $(I - i_e)$.

Si l'on fait ensuite fonctionner la dynamo en génératrice sous la même excitation mais indépendante, à la même vitesse de N tours par minute et avec une intensité de courant $(I - i_e)$ dans l'induit, on aura :

$$P_g = V_g(I - i_e) + R(I - i_e)^2 + p \tag{18}$$

avec

$$E(I - i_e) = V_g(I - i_e) + R(I - i_e)^2. \tag{19}$$

Les équations (16), (17), (18) et (19) sont encore identiques à celles que nous avons posées dans l'étude de la dynamo sous excitation indépendante.

Posons : $(I - i_e) = I_a$:

on trouve, tous calculs faits :

$$\rho_m = \frac{\frac{1}{2}(V_m + V_g)I_a - p}{V_m I_a}. \tag{20}$$

On obtient de même :

$$p = V_{m_0} I_0 - R I_0^2 = \frac{1}{2}(V_{m_0} + V_{g_0}) I_0.$$

Comme dans le cas de l'excitation indépendante, il y aura lieu de construire deux caractéristiques ; et il sera plus aisé de faire l'étude de cette motrice sous excitation indépendante dans la marche en motrice d'abord et ensuite en génératrice, surtout si la puissance de la source d'électricité dont on dispose pour l'essai n'est pas telle que, la motrice ayant son excitation en dérivation, le voltage aux bornes reste sensiblement constant malgré les variations de la charge.

Nous avons adopté, dans la manière de conduire les essais précédents, cette convention que la motrice était étudiée dans des conditions telles que la vitesse était constante ou maintenue constante. Dans une station d'utilisation on peut être amené à envisager une autre condition de l'essai, en supposant toujours que la différence de potentiel du réseau est constante ou peut être considérée comme telle : ce serait le cas où, la résistance en série avec l'induit étant mise en court-circuit, on voudrait étudier les rendements suivant la variation de la charge. On sait que dans de telles conditions la vitesse n'est pas constante, mais que la motrice ne peut s'emballer. Ce cas correspond à des installations de la pratique et est aussi le cas limite de l'étude précédente lorsque la résistance en série avec l'induit est en court-circuit. Pour ces conditions d'essai il y aura deux caractéristiques seulement à construire de la façon suivante. L'intensité du courant d'excitation est constante, elle est $i_e = \frac{e}{r}$.



On construira une caractéristique de V_m en fonction de I_a, on notera chaque fois la vitesse N; on montera ensuite la dynamo en génératrice à excitation indépendante d'intensité de courant i_e; on fera débiter à la génératrice un courant d'intensité I_a avec la vitesse N correspondante, on pourra ainsi construire une caractéristique de V_g en fonction de I_a. Ces deux caractéristiques suffiront à étudier les rendements. Il sera intéressant de construire une caractéristique de N en fonction de I_a si l'on veut de ce fait passer à l'étude des couples.

P. Soulairol.

QUELQUES RÉCENTES INSTALLATIONS DE TRACTION ÉLECTRIQUE PAR COURANT MONOPHASÉ

Ligne du tunnel de Sarnia.

Les villes de Sarnia (Ontario) et de Port Huron (Michigan) sont reliées par un tunnel passant sous le lit d'un fleuve : ce tunnel, formé par un tube de 6 mètres de diamètre, contient une seule voie. Sa partie médiane, de 520 mètres, est presque un palier : elle présente une rampe de 1 °/₀₀. Les deux rampes de raccordement présentent une inclinaison de 20 °/₀₀ ; elles ont l'une 1 550 mètres de longueur (côté canadien), l'autre 1 500 mètres de longueur (côté américain).

Jusqu'à présent, les trains de la compagnie du Grand-Trunk-Railway, qui exploite cette ligne, étaient remorqués dans le tunnel par des locomotives à vapeur de construction spéciale brûlant de l'anthracite ; ces machines pouvaient traîner des convois de 750 tonnes. L'adoption de la traction électrique a permis d'élever le poids des convois à 1 000 tonnes : ce poids représentant une limite qu'on ne peut dépasser sans risquer des ruptures des crochets d'attelage sur les rampes.

La longueur de ligne électrifiée est de 6 kilomètres environ. L'équipement électrique consiste en un fil de cuivre aérien de $11^{mm}.7$ de diamètre (107 millimètres carrés de section) supporté par un câble d'acier de 15 millimètres de diamètre doublement galvanisé. Ce fil aérien est alimenté par du courant monophasé à 3 300 volts et à 25 périodes fourni par une usine génératrice qui contient deux turbo-alternateurs à vapeur Westinghouse de 1 250 kilowatts produisant des courants triphasés : cette usine génératrice fournit aussi l'énergie électrique nécessaire pour les bâtiments, l'éclairage et surtout les pompes d'épuisement établies aux deux extrémités du tunnel et entraînées par des moteurs asynchrones.

Chaque locomotive consiste en deux unités assemblées par un court accouplement : une machine double de ce modèle est représentée par la figure 1. Chaque unité pèse environ 62,5 tonnes et peut remorquer, à elle seule, un train de 500 tonnes sur la rampe de 20 °/₀₀ en exerçant un effort aux crochets de 11^{kgr},500. Comme on le voit sur la figure 1, chaque unité, ou demi-machine, possède trois essieux : ceux-ci font partie d'un truck rigide et supportent le poids total, réparti par des barres égalisatrices semblables à celles employées dans les machines à vapeur. Une machine double a donc six essieux, sur lesquels se répartit également le poids total de 125 tonnes.

Chaque essieu est entraîné, au moyen d'engrenages, par un moteur série monophasé de 250 chevaux à ventilation forcée. La puissance de chaque unité est donc de 750 chevaux, et la puissance totale d'une machine double atteint 1 500 chevaux. Chaque moteur, dont la

figure 2 donne une vue, s'appuie d'une part sur l'essieu correspondant, et d'autre part sur deux tiges à fourchettes, munies de ressort, qui supportent une pièce transversale, boulonnée à la carcasse et nettement visible sur la figure 2. La carcasse du moteur est en acier coulé en une seule pièce et a une forme cylindrique; les plaques rapportées sur les deux côtés de la carcasse sont aussi en acier coulé. Deux paliers, avec réservoir d'huile, venus de fonte avec la carcasse, portent des coussinets en bronze phosphoreux dans lesquels passe l'essieu correspondant : ces coussinets sont très largement dimensionnés et sont lubréfiés d'une façon abondante par l'huile contenue dans les réservoirs.

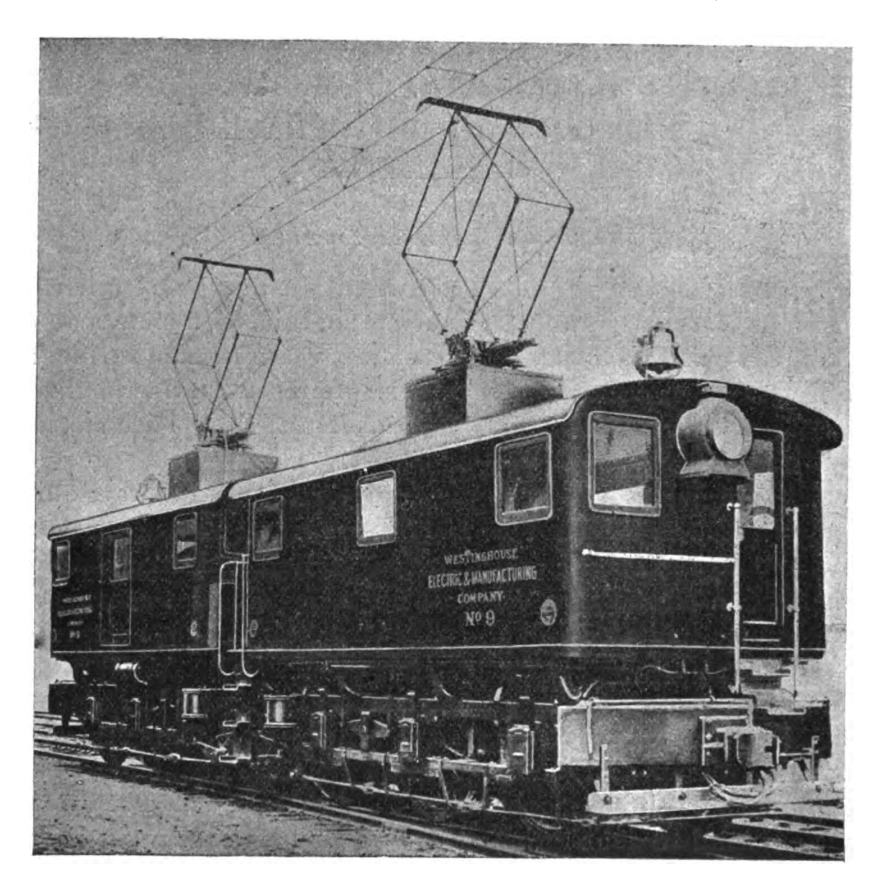


Fig. 1. — Locomotive Westinghouse de 1 500 chevaux.

Le poids d'un moteur complet est de 6,6 tonnes environ.

Chacun des pôles inducteurs d'un moteur porte un enroulement en cuivre plat disposé de façon à occuper le moins de place possible, et un enroulement compensateur formé de conducteurs répartis dans des encoches ménagées dans les masses polaires et reliés aux extrémités par des connecteurs en cuivre plat. Ce mode de construction est semblable à celui des autres moteurs série monophasés Westinghouse, déjà décrits en détail (¹). L'enroulement induit est établi en lames de cuivre formant un enroulement multipolaire à connexions équipotentielles, avec connexions résistantes intercalées entre les bobines et les lames correspondantes du collecteur. De larges ouvertures, ménagées dans la carcasse, permettent un accès

(¹) *Eclairage Électrique*, tome XLIV, 14 octobre 1905, page 48.

facile au collecteur et aux porte-balais. Chaque moteur est établi pour 240 volts aux bornes et 25 périodes par seconde. Une ventilation artificielle, obtenue par une circulation d'air sous pression, assure un bon refroidissement des moteurs; cette circulation d'air est fournie par des ventilateurs disposés dans la cabine du mécanicien; l'air qui a parcouru les différentes parties de chaque moteur s'échappe par des ouvertures ménagées à cet effet dans le couvercle qui surmonte le collecteur.

Le réglage de la vitesse de marche est effectué par variation de la différence de potentiel aux bornes des moteurs. Deux autotransformateurs abaissent la tension de 3300 volts à la valeur convenable comprise entre 0 et 240 volts : ils portent pour cela un certain nombre de prises de courant. La commande des appareils est effectuée par le système électro-pneumatique Westinghouse à unités multiples. Le renversement du sens de marche est obtenu par inversion des connexions des inducteurs; cette inversion des connexions est produite par le fonctionnement de quatre contacteurs. Pour éviter de fortes variations de l'intensité du courant absorbé par une locomotive, on a prévu 17 positions de marche sur le manipulateur : on peut ainsi obtenir un réglage très graduel.

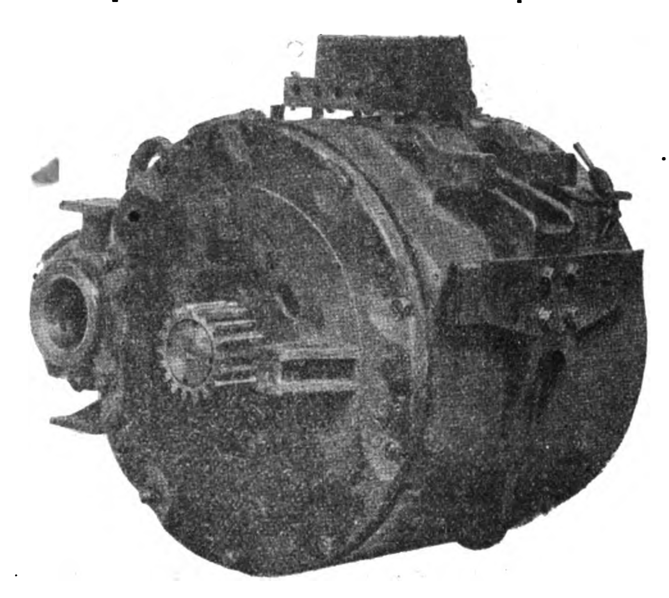


Fig. 2. — Vue d'un moteur de la locomotive de 1500 chevaux.

Comme on le voit sur la figure 1, l'organe de prise de courant de chaque demi-locomotive consiste en un archet pantographe dont la hauteur atteint $6^{m},70$ au-dessus du sol : le relèvement ou l'abaissement de cet appareil est assuré par un appareil à air comprimé.

Les locomotives sont munies de freins Westinghouse à air comprimé ; l'air nécessaire est fourni par des compresseurs à deux cylindres entraînés chacun par un petit moteur série monophasé.

Chaque locomotive est attelée à son train à 360 mètres du sommet de la voie du tunnel ; elle communique au train une accélération telle que la vitesse soit de 20 kilomètres à l'heure au bout de 2 minutes : la descente de la pente s'effectue à la vitesse de 40 kilomètres à l'heure, et la montée de la rampe a lieu à la vitesse de 16 kilomètres à l'heure : le trajet total dure 15 minutes. L'adoption de la traction électrique a accru la capacité du tunnel de 12 000 trains de 1 000 tonnes par an à 35 000 trains de 1000 tonnes par an.

Ligne de Toledo à Chicago.

Les villes de Toledo (sur le lac Erié) et de Chicago (sur le lac Michigan) seront bientôt reliées par une succession de lignes interurbaines reliant Toledo à Brian (ligne existante), Brian à Butler (en construction), Butler à Kendallville (en fonctionnement), Kendallville à Goshen (en construction), Goshen à South Bend (ligne existante) et South Bend à Chicago (ligne projetée). Le nouveau tronçon qui vient d'être livré à l'exploitation va de Butler à Kendallville, avec embranchement de Garett à Fort Wayne.

L'énergie électrique est produite sous forme de courant monophasé dans une usine génératrice établie auprès de Kendallville : cette usine alimente directement sous 3300 volts la portion de ligne voisine ; pour les autres portions de la ligne, l'énergie électrique est transmise sous une tension de 33000 volts à des postes de transformateurs statiques, répartis le long de la voie, qui abaissent à nouveau la tension à 3300 volts pour l'alimentation du fil aérien. L'usine génératrice contient actuellement deux groupes turbo-générateurs Curtis à vapeur ; un troisième sera prochainement installé : chaque groupe a une puissance de 800 kilowatts quand la turbine fonctionne sans condensation, et de 1 000 kilowatts quand la turbine fonctionne à condensation. Les turbines à vapeur sont à quatre étages comprenant chacune deux roues mobiles et un distributeur : leur vitesse de rotation est de 1 500 tours par minute. Les alternateurs sont bipolaires : les induits portent un enroulement triphasé dans lequel deux tiers seulement du cuivre sont utilisés ; les connexions sont en étoile ; la phase inutilisée peut servir en cas d'avarie à l'une des deux autres. Deux excitatrices de 25 kilowatts, directement accouplées à des turbines Curtis à arbre horizontal, produisent chacune 200 ampères sous 125 volts en tournant à la vitesse de rotation de 3600 tours par minute. Les chaudières sont du type Sterling à tubes d'eau ; elles sont au nombre de trois et seront prochainement au nombre de six : chacune d'elles est prévue pour une puissance de 500 chevaux environ. Des condenseurs Worthington à surface desservent les turbines à vapeur et sont alimentés par des pompes centrifuges entraînées chacune par un moteur d'induction de 3 chevaux tournant à la vitesse de 1 500 tours par minute : l'eau est envoyée dans des réchauffeurs d'eau d'alimentation ; des pompes à vide sec enlèvent les gaz. Un réchauffeur et épurateur du type Cochrane alimente les chaudières.

La tension du courant monophasé produit à l'usine génératrice est élevée à 33000 volts pour la transmission à quatre postes de transformateurs, dont un seul est actuellement en fonctionnement : chaque poste contiendra deux transformateurs de 200 kilowatts abaissant la tension à 3300 volts.

Le fil aérien qui dessert la voie est à suspension caténaire ; son isolement a été prévu pour résister à une différence de potentiel de 40000 volts. Le fil de cuivre dur a un diamètre de 10^{mm},5 (85 millimètres carrés de section) et est supporté par un câble d'acier comprenant sept fils de 2^{mm},3 de diamètre (4 millimètres carrés de section) : le diamètre du câble d'acier est d'environ 19 millimètres. Outre les isolateurs en porcelaine, on a fait un emploi étendu de pièces isolantes consistant chacune en une tige de bois d'hickori, imprégnée à chaud et dans le vide d'un composé isolant spécial, et munie à chaque extrémité d'une pièce en fonte malléable portant un œil. Le retour du courant s'effectuant par les rails de roulement, ceux-ci sont éclissés électriquement par des connecteurs en cuivre de 11^{mm},7 de diamètre (107 millimètres carrés de section).

Le service est assuré par des automotrices à deux bogies munies chacune de quatre moteurs de 75 chevaux de la General Electric C° établis pour 250 volts. L'inducteur tétrapolaire de chaque moteur comporte un enroulement compensateur, réparti dans des encoches ménagées dans les pôles ; cet enroulement est parcouru en série par le courant total. Les bobines inductrices sont formées d'une bande de cuivre plat : elles sont groupées en parallèle pour la marche sur courant alternatif et en série pour la marche sur courant continu. L'enroulement de l'induit est formé de barres de cuivre et comprend un tour par bobine et trois bobines par encoche. Le poids d'un moteur complet, y compris les engrenages, est de 2 tonnes environ. Chaque moteur s'appuie d'une part sur l'essieu correspondant, et d'autre part sur une tige de suspension à ressort fixée au châssis : il attaque l'essieu par l'intermédiaire d'engrenages.



Le réglage de la vitesse est effectué au moyen de résistances dans la marche sur courant continu, et par modification de la différence de potentiel aux bornes des moteurs, pour la marche sur courant alternatif. Dans ce cas, les quatre moteurs sont invariablement groupés en série : le transformateur porte cinq prises de courant permettant d'obtenir une différence de potentiel de 400, 490, 590, 690 et 800 volts ; pour éviter de court-circuiter sur elle-même une bobine du transformateur au moment du passage d'une prise de courant à la suivante, on intercale dans le circuit une petite résistance. Les différents couplages sont effectués par la manœuvre d'un controller semblable aux controllers ordinaires.

Lorsque l'automotrice passe d'une section à courant alternatif sur une section à courant continu, ou inversement, le mécanicien manœuvre un commutateur qui effectue toutes les modifications de connexions nécessaires dans le circuit des moteurs ainsi que dans les circuits d'éclairage, de chauffage, et du compresseur. L'interrupteur principal à huile intercalé sur le circuit à courant alternatif est maintenu fermé par l'action d'un électro-aimant : lorsque l'automotrice passe sur la section neutre intercalée entre la section à courant continu et la section à courant alternatif, cet électro-aimant, dont la bobine est alimentée sous 400 volts par une dérivation prise sur l'autotransformateur, n'est plus excité et l'interrupteur s'ouvre automatiquement ; le mécanicien manœuvre alors le commutateur.

Outre les différents appareils décrits, l'équipement d'une automotrice comprend un autotransformateur plongé dans l'huile, des fusibles à haute et basse tension, et une perche à roulette servant d'organe de prise de courant.

Lignes de Spokane.

La ville de Spokane est reliée par une ligne monophasée à Waverly, Rosalia, Thornton et Colfax d'une part ; d'autre part, un embranchement va jusqu'à Palouse, et sera prolongé jusqu'à Moscow : la longueur totale des deux embranchements atteindra 185 kilomètres. Ces installations de traction électrique, dont il a déjà été dit quelques mots [1], présentent de l'intérêt, car elles doivent transformer les conditions d'existence d'une contrée qui, bien que très riche, ne possédait aucune voie ferrée.

L'énergie électrique nécessaire à l'exploitation des lignes est fournie sous forme de courants triphasés à 4000 volts et 60 périodes par la Washington Water Power C° et subit une transformation dans une sous-station située à 16 kilomètres au sud de Spokane. Cette sous-station contiendra, après son achèvement complet, quatre groupes moteurs-générateurs convertissant les courants triphasés à 4000 volts et 60 périodes en courant monophasé à 2200 volts et 25 périodes. Chaque groupe a une puissance de 1000 kilowatts et comprend un moteur asynchrone triphasé, un alternateur monophasé et une machine dynamo à courant continu de 750 chevaux à 550 volts. Les machines à courant continu sont reliées à une batterie-tampon et fonctionnent tantôt en génératrices, tantôt en motrices, assurant ainsi une uniformisation complète de la charge des moteurs asynchrones triphasés, c'est-à-dire de la puissance soutirée au réseau de distribution. Le courant d'excitation nécessaire aux alternateurs est fourni par des excitatrices de 50 kilowatts entraînées directement par des moteurs asynchrones de 75 chevaux à 4000 volts. Un tableau de distribution très complet permet de faire tous les couplages nécessaires.

La tension du courant monophasé est élevée à 45000 volts par quatre transformateurs de 1250 kilowatts à bain d'huile et à refroidissement par circulation d'eau. Une ligne de transmission, formée de conducteurs en cuivre de $6^{mm},54$ de diamètre ($33^{mm^2},6$ de section), ali-

(1) Voir l'*Éclairage Électrique*, tome XLV, 2 décembre 1905, p. CHI.



mente, sous cette tension, quinze postes de transformateurs répartis le long de la voie. Chacun de ces postes contient deux transformateurs de 375 kilowatts à bain d'huile qui abaissent la tension à 6600 volts : le fil de trôlet est relié directement au secondaire de ces appareils. Dans les villes, la ligne se raccorde aux réseaux de tramways exploités au moyen de courant continu à 600 volts : dans les villages, le fil aérien est alimenté par du courant monophasé à 700 volts.

Le fil aérien qui alimente les locomotives et les automotrices est formé d'un conducteur en cuivre de 10mm,4 de diamètre (85 millimètres carrés) supporté par un câble d'acier supérieur, d'après le mode de suspension caténaire.

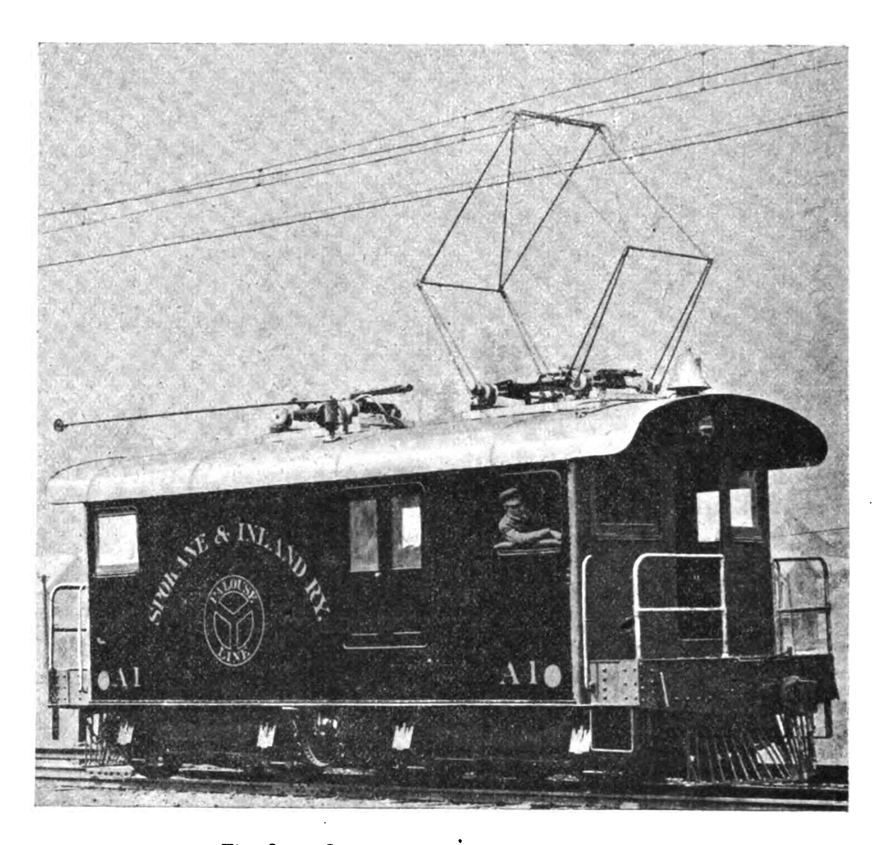


Fig. 3. — Locomotive de la ligne de Spokane.

Le service est assuré par des trains de marchandises, remorqués par des locomotives, et des trains de voyageurs, omnibus ou express, formés d'automotrices et de voitures de remorque. La figure 3 représente une des locomotives employées : ces machines peuvent remorquer en palier, à la vitesse de 48 kilomètres à l'heure, sept wagons de marchandises complètement chargés ; elles pèsent 49 tonnes.

Comme on le voit sur la figure 3, chaque locomotive repose sur deux bogies ; sa longueur totale est de 9 mètres environ. Chaque bogie est à deux essieux et porte deux moteurs atteignant chacun un essieu par l'intermédiaire d'engrenages ; les roues ont 950 millimètres de diamètre.

Chaque moteur de locomotive a une puissance de 150 chevaux, ce qui donne à la machine une puissance totale de 600 chevaux. Ces moteurs série monophasés sont du type normal



Westinghouse et ne présentent pas de particularités. Les deux moteurs d'un même bogie sont accouplés invariablement en série. Chaque groupe de deux moteurs est alimenté pour la marche sur courant alternatif, par un autotransformateur distinct.

Le réglage de la vitesse est effectué par variation de la différence de potentiel aux bornes de chaque groupe de deux moteurs, pour la marche sur courant alternatif, et par intercalation de résistances dans le circuit, pour la marche sur courant continu. Les différentes manœuvres sont effectuées par des contacteurs électropneumatiques, du système Westinghouse, que commandent des circuits locaux reliés à un manipulateur. Ces contacteurs forment un groupe compact placé dans un coffre en fer, comme l'indique la figure 4. Les

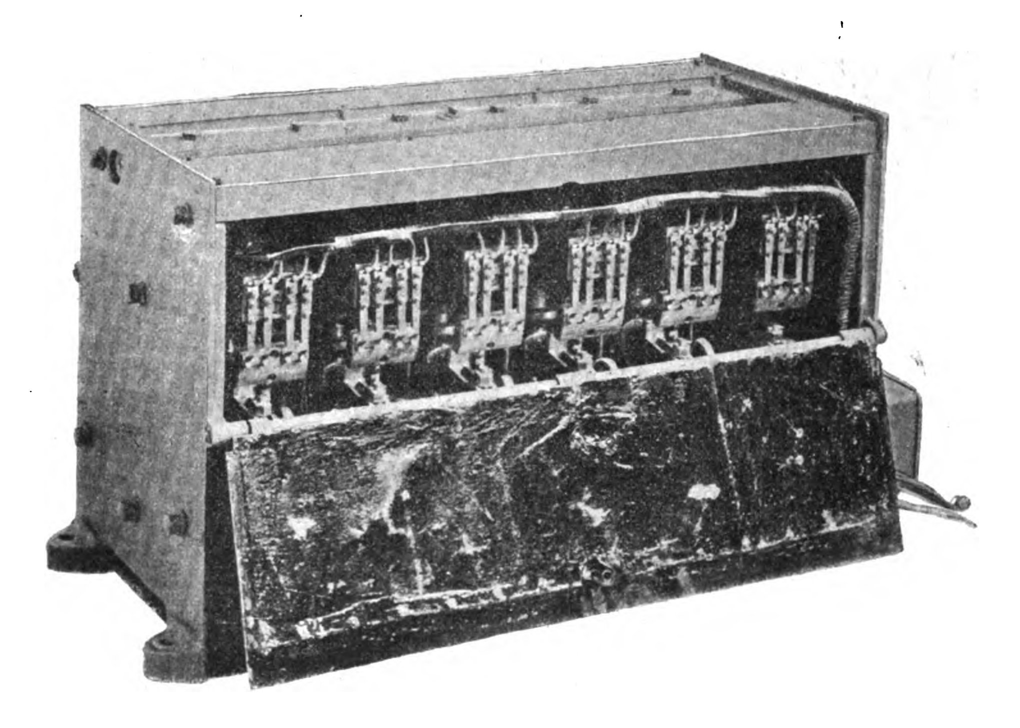


Fig. 4. — Groupe de contacteurs.

solénoïdes des valves électropneumatiques sont disposés pour être alimentés par du courant alternatif à 200 volts et par du courant continu à 80 volts. Le courant alternatif à 200 volts est fourni par le secondaire d'un petit transformateur dont le primaire est relié aux prises de courant à 500 volts de l'autotransformateur. Sur courant continu, le courant de commande des valves électropneumatiques est divisé sur une certaine portion d'une résistance placée en série avec ce transformateur auxiliaire et parcourue par un courant dérivé des conducteurs principaux à 600 volts. Comme on le voit, toute batterie d'accumulateurs a été supprimée.

Les deux autotransformateurs sont à bain d'huile : la figure 5 représente l'un de ces appareils, qui sont accrochés sous le châssis de la locomotive. Chaque autotransformateur comprend un certain nombre de bobines en fil fin reliées en série avec un certain nombre de bobines en gros fil placées au-dessus des premières ; on voit nettement sur la figure 5 les prises de courant connectées en différents points de ces bobines.

L'équipement électrique comprend deux organes de prise de courant, l'un constitué par

un archet pantographe pour la marche sur courant monophasé à 3 300 volts, l'autre constitué par une simple perche pour la marche à basse tension. Après l'archet ou la perche, le courant passe dans un disjoncteur automatique qui ouvre le circuit quand le courant dépasse une valeur maxima ou bien quand il s'annule : ce disjoncteur est toujours fermé à la main.

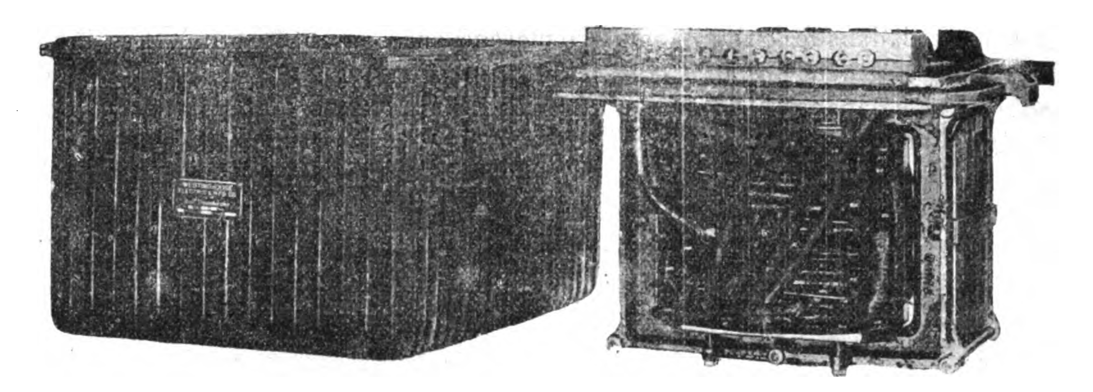


Fig. 5. — Autotransformateurs.

De là le courant traverse l'autotransformateur et va aux rails de roulement qui servent de conducteur de retour. Un commutateur automatique est alors amené automatiquement à la position convenable et le petit transformateur qui fournit le courant aux circuits locaux de commande est mis en circuit. Pour passer de la marche sur courant alternatif à la marche sur courant continu, il suffit de changer d'organe de prise de courant ; le commutateur automatique dont il vient d'être question effectue de lui-même les connexions nécessaires ; il consiste en un petit cylindre entraîné par un piston à air comprimé dont la valve est commandée par un électro-aimant connecté directement à une prise de courant à 200 volts sur l'autotransformateur. Le commutateur ne peut être amené à la position de marche sur courant alternatif que si du courant alternatif passe dans l'autotransformateur ; dans tous les autres cas, il se place automatiquement sur la position correspondant à la marche sur courant continu.

Les locomotives sont munies de freins Westinghouse ; l'air comprimé nécessaire est fourni par deux compresseurs entraînés chacun par un moteur monophasé de 5 chevaux.

Les trains de voyageurs sont formés d'automotrices et de voitures de remorque. Chaque automotrice est supportée par deux bogies ayant un empattement de 2 mètres et des roues de 900 millimètres ; chacun des deux essieux d'un bogie est attaqué par un moteur de 100 chevaux. Chaque voiture contient soixante-deux voyageurs et comprend un petit compartiment à bagages. Les voitures de remorque sont du même modèle et contiennent le même nombre de voyageurs.

Ligne de Baltimore à Washington.

Cette ligne, qui relie Baltimore et Washington, avec un embranchement sur Annapolis, sera bientôt ouverte à l'exploitation et aura une longueur de 100 kilomètres environ. L'énergie électrique sera fournie par la Potomac Electric C° sous forme de courants triphasés à 6 600 volts et 25 périodes. Une sous-station de transformation contiendra des transformateurs triphasés-diphasés, groupés d'après le montage Scott, et produisant des courants diphasés à 6 600 volts et à 33 000 volts. Les transformateurs dont les secondaires



sont établis pour 6 600 volts seront reliés directement au fil de trôlet, les autres alimenteront une ligne de transmission à 33 000 volts aboutissant à un poste de transformateurs ou la tension sera réduite à 6 600 volts. Tous les transformateurs seront à bain d'huile avec refroidissement par circulation d'eau.

L'équipement électrique de la voie consistera en un fil aérien supporté par une suspension caténaire : le retour s'effectuera par les rails de roulement. Sur le district de Colombie, les règlements interdisant l'emploi des rails comme conducteur de retour, on emploiera deux fils aériens : cette portion de la voie sera alimentée par du courant continu à 600 volts. De même, dans la ville de Baltimore, la voie sera alimentée par du courant continu à 600 volts. Dans les remises et dans les ateliers de visite et de réparations, on emploiera également du courant continu fourni par un groupe convertisseur.

Le service sera assuré par des trains express et par des omnibus : les express se succèderont toutes les quinze minutes et couvriront le trajet en 72 minutes : plusieurs voies d'évitement, ménagées le long de la voie double, permettront aux trains omnibus de se garer pour laisser le passage libre aux express. En outre, des trains intercalés entre les trains principaux assureront un service local.

Les automotrices des trains express, équipées chacune avec quatre moteurs de 125 chevaux de la General Electric C°, auront une vitesse maxima de 96 kilomètres à l'heure : les automotrices des trains omnibus, équipées également avec quatre moteurs, auront une vitesse maxima de 72 kilomètres à l'heure. L'équipement électrique, prévu pour la marche sur courant alternatif et sur courant continu, sera établi d'après le système à unités multiples Sprague-General Electric.

Ligne de Vienne à Baden.

La ligne d'intérêt local reliant Vienne à Baden(1) a été récemment ouverte à l'exploitation. Cette ligne se raccorde d'une part au réseau de tramways urbains de Vienne, et d'autre part à la ligne de Baden à Vöslau. La ligne interurbaine est équipée pour l'emploi de courant monophasé, et pour l'obtention d'une vitesse de 60 kilomètres à l'heure environ ; les lignes extrêmes sont exploitées au moyen de courant continu et sont prévues pour de faibles vitesses d'exploitation.

Le service est assuré par des automotrices dont la figure 6 donne une vue. Chacune de celles-ci repose sur deux bogies à deux essieux. La distance d'axe en axe des deux bogies est de 6 mètres ; l'empattement d'un bogie est de 1m,85 ; la caisse contient 44 voyageurs assis.

Chaque essieu est entraîné par un moteur série monophasé Siemens-Schuckert de 40 chevaux, muni d'engrenages. Chaque moteur est à dix pôles. L'inducteur n'est pas à pôles saillants : il est formé d'un anneau de tôles portant des encoches profondes mi-fermées. Les plus grosses encoches contiennent un enroulement inducteur à dix pôles ; les autres contiennent un enroulement compensateur et un enroulement parcouru par un courant de phase et d'intensité telles que le flux produit engendre dans les bobines court-circuitées de l'induit des forces électromotrices égales et opposées aux forces électromotrices nuisibles à la commutation. Sur le collecteur frottent six lignes de balais comprenant chacune trois frotteurs en charbon : les porte-balais sont fixés à une pièce annulaire en bois imprégné.

La figure 7 donne une vue en coupe d'un moteur : on voit sur cette figure que le collecteur et les paliers ont été très largement dimensionnés.

Les moteurs sont groupés deux par deux en série d'une façon invariable : sur courant

(1) Voir l'*Éclairage Électrique*, tome XLV, 14 oct. 1905, p. 59.



continu, les deux groupes ainsi formés sont reliés en série ou en parallèle, et les vitesses intermédiaires sont obtenues par l'introduction de résistances dans le circuit; sur courant

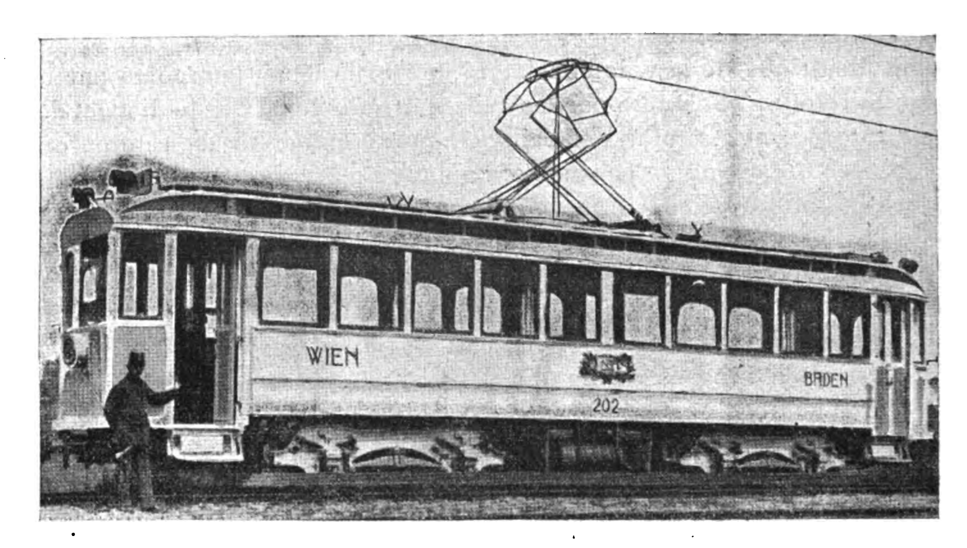


Fig. 6. — Automotrice de la ligne de Vienne à Baden.

monophasé, le réglage de la vitesse est obtenu par variation de la différence de potentiel aux bornes des moteurs, au moyen d'un transformateur à rapport variable. Le mécanicien dispose de deux appareils de manœuvre, un controller série-parallèle pour la marche sur courant continu, et un controller de transformateur pour la marche sur courant alternatif : ce dernier se trouve verrouillé à la position du zéro quand la voiture est alimentée par du courant continu : sur courant alternatif au contraire, le secondaire d'un petit transformateur alimente un électro-aimant qui tire le loquet de verrouillage lorsqu'il est excité, et libère ainsi l'appareil de manœuvre.

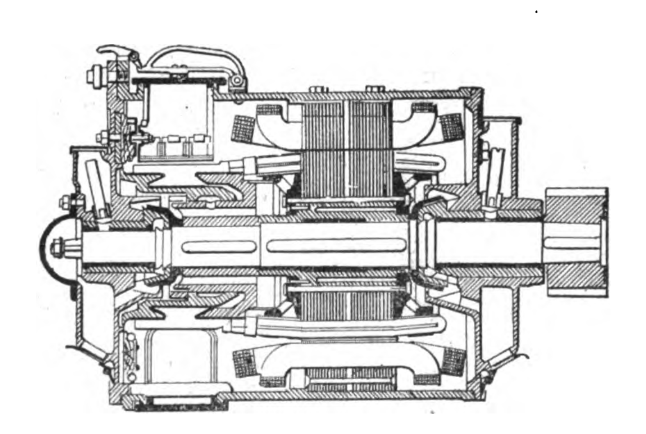


Fig. 7. — Moteur Siemens-Schuckert de 40 chevaux.

L'organe de prise de courant est un archet en aluminium de forme particulière, nettement visible sur la figure 6. Cet appareil est très léger et s'accommode facilement des grandes variations des hauteurs du fil aérien : il peut être abaissé ou relevé avec facilité.

L'équipement électrique est complété par des parafoudres à cornes et par des coupe-circuits fusibles et des interrupteurs ordinaires. Un circuit d'éclairage et de chauffage dessert la voiture; enfin, les freins à vide système Hardy sont desservis par une pompe à vide entraînée par un moteur série monophasé de 2,5 chevaux : l'induit de ce moteur porte deux enroulements aboutissant à deux collecteurs distincts : pour le groupement en série de ces deux enroulements, le moteur fonctionne sous 500 volts sur courant continu ou sur courant monophasé.

Ligne de Bloomington, Pontiac et Joliet

Les installations de traction électrique sur cette ligne ont déjà été décrites [1], et, à part quelques détails sans importance, elles n'ont fait l'objet d'aucune modification. M. Hewett a publié [2] quelques chiffres intéressants sur les dépenses d'entretien et d'exportation pour les 9 1/2 premiers mois, du 15 mars au 31 décembre 1905. Ces chiffres sont les suivants :

TABLEAU I

ENTRETIEN	PAR VOITURE-KILOMÈTRE en centimes.
Voie et plate-forme	0,967
Ligne électrique	0,28
Usine génératrice	0,003
Voitures	0,605
Équipement électrique des voitures	2,18
Divers	0,05
	4,085

Toute l'énergie électrique nécessaire étant fournie par la Pontiac Power and Light C°, l'entretien de l'usine génératrice peut être considéré, en pratique, comme n'entrant pas dans ces dépenses.

Au point de vue de l'équipement des motrices, un certain nombre de résultats intéressants sont à retenir. Depuis l'ouverture de la voie, pas une bobine inductrice ni un induit n'ont été brûlés, la commutation des moteurs a été trouvée très satisfaisante et aucune dépense n'a dû être faite sur le collecteur pendant 40 000 kilomètres. Les balais n'ont donné lieu à aucun mécompte : la durée d'un balai correspond à 16 000 kilomètres environ. Les seuls ennuis que l'on a eus proviennent des porte-balais, que l'on a pu facilement modifier d'ailleurs. La durée d'un archet de prise de courant est d'environ 5 000 kilomètres.

Le tableau II indique les dépenses d'exploitation.

TABLEAU II

EXPLOITATION	PAR VOITURE-KILOMÈTRE en centimes.
Énergie électrique	17,5
Salaires des conducteurs et mécaniciens	11,6
Autres salaires pour le service des voitures	2,02
Salaires du personnel des remises	0,422
Services divers	2,1
Dépenses diverses pour le service des voitures	2,2
Transport en omnibus	2,42
	38,262

[1] *Eclairage Electrique*, t. XLIII, 10 juin 1905, page 374.
[2] *Street Railway Journal.*

Dans ces dépenses figurent celles relatives à un transport par omnibus entre Pontiac et les limites de la ville, avant que la C[ie] eût obtenu le droit de croiser la voie à vapeur pour faire pénétrer la ligne électrique jusqu'au centre de la ville.

Les dépenses diverses, inspection, salaire, impression, assurance, etc., se sont élevées à 7,3 centimes par voiture-kilomètre. Au total, les dépenses se sont donc élevées à :

$$4{,}085 + 38{,}262 + 7{,}3,$$

soit, en chiffres ronds, 49,65 centimes par voiture-kilomètre.

TABLEAU III

Nombre moyen de kilomètres par voiture et par jour	268
Nombre moyen de watts-heure par voiture-kilomètre	1310
Nombre moyen de watts-heure par tonne-kilomètre	41
Recette par voiture-kilomètre (centimes)	72
Poids de chaque voiture (tonnes)	32
Vitesse moyenne (km. à l'heure)	33,4
Vitesse maxima —	70

Le tableau III indique quelques chiffres relatifs à l'exploitation.

R. de Valbreuze.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Actions de la décharge électrique sur une flamme d'acétylène. — **C. Lorenz.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er janvier 1907.

L'auteur a remarqué que, si l'on envoie dans une flamme de gaz d'éclairage la décharge d'une bobine d'induction dont le primaire est alimenté par du courant alternatif, cette flamme présente une augmentation d'éclat et devient un peu plus blanche. Dans une flamme d'acétylène, il a constaté que l'action était beaucoup plus forte, et il a entrepris quelques expériences pour déterminer les conditions les plus favorables à la production de ce phénomène.

Le premier phénomène que l'on remarque, à côté de la variation de lumière, est le dépôt d'une quantité considérable de suie qui recouvre les électrodes. Quand le brûleur est métallique et forme l'une des électrodes, l'autre étant constituée par un fil maintenu dans la pointe de la flamme, il se forme très rapidement entre les deux un pont de suie qui interrompt la décharge. Ce dépôt de suie a été signalé par Semenov, dans le compte rendu d'expériences faites sur le passage de l'étincelle dans du gaz d'éclairage. L'auteur a trouvé que l'on peut éviter complètement la formation de suie d'une façon simple en amenant les électrodes en contact non pas avec la portion lumineuse de la flamme, mais avec l'enveloppe invisible qui entoure celle-ci. Dans les expériences dont il s'agit, l'une des électrodes était placée à la base de la flamme et l'autre était placée à l'opposé, au voisinage de la partie supérieure de la flamme : de cette façon, l'on obtenait une décharge à peu près symétrique, quand le courant de gaz sortait, avec une pression importante, d'un très petit orifice. Il n'y a pas avantage à remplacer les pointes par des anneaux entourant la flamme, car, dans ce cas, la décharge se produit en un point de l'anneau. L'auteur a employé des fils de laiton de 3 millimètres de diamètre, terminés par une pointe émoussée. Le gaz alimentant la flamme était de l'acétylène non purifié.

Les photographies prises par l'auteur mon-



trent que la décharge produit un raccourcissement de la flamme; le courant alternatif était de fréquence 60 et son intensité atteignait plusieurs centièmes d'ampère : quand la décharge passait, l'intensité lumineuse de la flamme était à peu près cinq fois plus grande que sans décharge. Quand on porte l'intensité du courant à une valeur suffisante pour qu'il se forme un arc électrique entre les électrodes métalliques, l'intensité lumineuse ne varie pas. Si l'on observe la flamme dans un miroir tournant, on voit que, pour chaque décharge, elle se raccourcit et devient plus lumineuse : ce fait est nettement marqué par les photographies publiées par l'auteur et prises en déplaçant latéralement avec rapidité une plaque sensible. Ces photographies indiquent qu'une température plus élevée est atteinte à une électrode et dans l'espace qui l'entoure quand cette électrode a une polarité déterminée que quand elle a la polarité inverse. La flamme produit naturellement un bourdonnement.

L'auteur a fait une série d'expériences précises en faisant varier l'intensité du courant et en déterminant l'intensité lumineuse de la flamme. Les conditions expérimentales étaient les suivantes : hauteur de flamme 59 millimètres; distance verticale entre les électrodes 54 millimètres; hauteur de l'électrode inférieure au-dessus de l'ouverture du brûleur 3 millimètres; pression du gaz 151 millimètres d'eau; vitesse d'écoulement du gaz 28 litres par heure. Les intensités lumineuses étaient déterminées par comparaison avec une lampe à incandescence étalon au moyen d'un photomètre de Bunsen à tache d'huile. Les intensités de courant étaient mesurées au moyen d'un ampèremètre thermique. Le courant était produit par deux transformateurs en série élevant la tension à 4 000 volts. L'intensité de ce courant était réglée au moyen d'un rhéostat intercalé dans les bobines primaires des transformateurs.

Les résultats de cette série d'expériences ont été portés par l'auteur suivant une courbe qui donne l'intensité lumineuse en bougies en fonction de l'intensité de courant en milliampères. Cette courbe part de l'intensité lumineuse de 7,5 bougies pour un courant de 0 milliampères, atteint 38 bougies pour une intensité de 42 milliampères : cette portion de courbe est rectiligne. A partir de 40 milliampères, il se produit un coude brusque, et la courbe devient horizontale, l'intensité lumineuse restant constante quand l'intensité du courant continue à croître. L'augmentation de 30,5 bougies (horizontales) correspond à une puissance électrique dépensée de 122 watts, soit 4 watts par bougie environ.

La différence de potentiel entre les électrodes, mesurée au moyen d'un voltmètre sur la basse tension, augmenta au début avec l'intensité du courant, comme dans une résistance ordinaire, puis diminua, comme dans un arc. Elle atteignit sa valeur maxima bien avant qu'une apparence d'arc se manifestât aux électrodes. Cette valeur maxima fut de 3 000 volts : l'intensité correspondante du courant était de 11 milliampères.

L'auteur a étudié aussi l'influence d'un courant continu sur la flamme. Dans ce cas, la source de courant était composée de plusieurs petites dynamos en série; la tension totale pouvait atteindre 2 500 volts. L'auteur a obtenu une lumière fixe presque silencieuse.

Une telle flamme d'acétylène traversée par un courant est une source commode de lumière blanche, riche en radiations violettes. En outre, elle peut faire l'objet de plusieurs applications. En employant du courant continu, on peut utiliser cette flamme dans les différents cas où il est nécessaire de pouvoir produire des variations rapides d'intensité lumineuse au moyen de courants faibles, tels que des courants microphoniques, ou par des courants interrompus par un diapason. Dans ce cas, on emploie une bobine d'induction sur le circuit primaire de laquelle sont produites les interruptions. La flamme peut réaliser un bon récepteur téléphonique; le dispositif est différent de celui qu'a proposé Ruhmer et se rapproche plus de l'arc parlant de Simon. Même en employant une petite flamme, on peut comprendre nettement la parole à quelque distance, et le ton naturel est clair. L'auteur a obtenu un transmetteur téléphonique très efficace en alimentant la flamme au moyen d'une membrane de manomètre contre laquelle on prononçait les mots. Le récepteur était relié au primaire d'une bobine d'induction dont le secondaire était en série avec la flamme. Il était nécessaire de faire disparaître, par l'emploi d'un conducteur et d'une bobine de self-induction, le bruit provenant des variations possibles du courant de la génératrice.

B. L.



Sur la décomposition du radium A, B et C *(fin).* — **H.-W. Schmidt.** — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

L'absorption des rayons β et γ. — Après avoir calculé l'action due aux rayons du radium B et reconnu que ce corps émet des rayons β, l'auteur examine s'il est possible de déterminer l'absorption de ces rayons et des rayons β et γ du radium C. D'après les résultats précédents, on voit que, à partir de $d = 7$ millimètres, les intensités de radiation peuvent être représentées par une horizontale. On n'a plus affaire qu'à des rayons γ du radium C dont l'intensité est peu affaiblie par la présence d'une feuille d'aluminium de 10 millimètres à cause de leur grand pouvoir de pénétration. On peut donc sans commettre d'erreur sensible pour les autres rayons, admettre que l'intensité des rayons γ est égale à 0,665 pour tout l'intervalle étudié. Si l'on évalue la valeur de $(J_C)_\beta$ en retranchant 0,665 des valeurs J_C de la colonne 6 dans le tableau IV, et si l'on porte en ordonnées les valeurs des logarithmes de $(J_C)_\beta$, on voit qu'à partir d'épaisseurs de filtre supérieures à un millimètre, l'intensité de la radiation peut être représentée par une droite. Les rayons β du radium C sont donc absorbés d'après une loi purement exponentielle pour de fortes épaisseurs de filtre. Quand l'épaisseur du filtre diminue, le coefficient d'absorption de rayons du radium C augmente.

Si l'on trace la courbe des valeurs des logarithmes de l'action des rayons du radium B, on trouve deux points d'inflexion correspondant à 0,05 et 0,5 millimètres. La partie médiane de la courbe est aussi rectiligne. Donc, pour des épaisseurs déterminées du filtre, les rayons du radium B sont absorbés d'après une loi exponentielle. Pour de faibles épaisseurs de filtre, les résultats obtenus sont assez irréguliers : cela provient évidemment d'une détermination inexacte de la valeur de k'. On voit malgré tout d'après les valeurs trouvées que le radium B émet des rayons présentant un pouvoir de pénétration extrêmement faible. Dans les essais décrits précédemment, ces rayons étaient complètement absorbés par ce filtre d'aluminium. On doit, malgré tout, admettre que ce sont des rayons β, car Bronson a montré que le radium B n'émet pas de rayons α.

Le fait que les rayons β sont absorbés d'après une loi exponentielle pour certaines épaisseurs de filtre n'est pas facile à expliquer d'après les vues modernes sur la nature de ces rayons. On considère les rayons β comme des électrons en mouvement, possédant tous la même charge et ne se distinguant les uns des autres que par leur vitesse. Lors de leur passage à travers la matière, ces rayons doivent subir une certaine chute de vitesse. L'hypothèse la plus simple consisterait à admettre que les particules β homogènes subissent toutes la même perte de vitesse en passant dans un filtre de même épaisseur. On aurait donc là la même loi que pour les rayons α, d'après laquelle les lois trouvées pour des rayons d'une vitesse déterminée s'appliquent aussi à des rayons possédant une plus grande vitesse. Mais une telle loi n'est pas applicable pour les rayons β. En effet, les rayons β de l'uranium et de l'actinium sont absorbés d'après une loi purement exponentielle et doivent être considérés comme homogènes ; le coefficient d'absorption a néanmoins des valeurs différentes pour les deux sortes de rayons ; les rayons les moins pénétrants, c'est-à-dire les plus lents, ne peuvent pas être obtenus par filtrage des rayons les plus pénétrants, c'est-à-dire les plus rapides.

Il faut donc abandonner l'hypothèse que l'action exercée par le filtre sur les rayons β consiste en une diminution de vitesse uniforme. Au contraire, on arrive à une loi exponentielle en supposant que chaque épaisseur donnée des couches successives fait disparaître à chaque fois la même proportion de tous les rayons existants, tandis que les autres traversent le filtre sans être influencés. Le facteur qui est en exposant, le rapport entre le nombre de particules qui arrête une couche d'épaisseur unité au nombre total de particules existant à chaque instant (coefficient d'absorption) devait alors être indépendant de l'épaisseur du filtre, mais devait dépendre de la vitesse. On explique ainsi l'indépendance du pouvoir de pénétration de l'épaisseur du filtre et les différents résultats obtenus avec les différents groupes de rayons. D'ailleurs il n'est pas nécessaire que l'énergie cinétique des rayons soit entièrement détruite, c'est-à-dire transformée en une autre forme d'énergie (chaleur). Il suffit que l'énergie de radiation mesurable soit détruite. C'est, par exemple, le cas quand les rayons sont déviés de leur trajectoire primitive, et ne pénètrent plus dans l'électromètre.

Il paraît surprenant au premier abord que les rayons ne subissent pas de variation de vitesse



quand ils traversent la nature. Mais si l'on songe que l'électron et l'atome sont d'ordres de grandeur très différents, et que l'on ne peut provisoirement rien dire de déterminé sur les forces existant entre les deux groupes, on est conduit à trouver qu'une telle propriété des particules β n'est pas impossible.

Quoi qu'il en soit, il est bien démontré que certains groupes de rayons β possèdent un coefficient d'absorption indépendant de l'épaisseur du filtre. Puisque l'on a trouvé que les rayons du radium sont absorbés d'après une loi purement exponentielle pour certaines épaisseurs de filtre, on peut admettre que, parmi les rayons, il se trouve un groupe de coefficient d'absorption constant. On peut même se demander s'il n'est pas possible que, pour chaque transformation radioactive, il n'existe que quelques groupes de rayons β de coefficient d'absorption constant. Les valeurs numériques indiquées dans le tableau IV pour J_B et J_C pourront alors être exprimées par la formule :

$$J = a_1 e^{-\nu_1 d} + a_2 e^{-\nu_2 d} + \cdots,$$

en appelant a et ν des constantes déterminées. L'auteur a effectué ce calcul pour les rayons du radium B d'après l'équation :

$$J_B = 1\,100 e^{-890d} + 88 e^{-80d} + 2{,}5 e^{-13{,}1d}$$

et pour les rayons β du radium C d'après l'équation :

$$(J_C)_\beta = 49 \cdot e^{-53d} + 25 e^{-13{,}1d}.$$

Les valeurs calculées et les valeurs trouvées expérimentalement sont indiquées sur le tableau VIII. On voit que, pour les épaisseurs de filtre comprises entre $0^{mm},05$ et $0^{mm},7$, pour les rayons radium B, les valeurs trouvées expérimentalement et les valeurs calculées d'après la formule, concordent bien. Pour les épaisseurs de filtre plus faibles ou plus grandes, on ne peut rien dire de determiné, car les valeurs expérimentales sont incertaines. Pour les rayons du radium C, la différence entre les valeurs théoriques et expérimentales est assez grande pour de faibles épaisseurs de filtre, et il semble douteux que l'on puisse expliquer cette différence uniquement par des erreurs expérimentales. Toutefois il ne faut pas perdre de vue que les valeurs de $(J_C)_\beta$ ont été déterminées non pas directement, mais indirectement.

TABLEAU VIII

Activité des rayons β.

ÉPAISSEUR DE FILTRE d	J_B OBS.	J_B CALC.	ÉPAISSEUR DE FILTRE d	$(J_C)_\beta$ OBS.	$(J_C)_\beta$ CALC.
0 feuilles	1 200	1 190	0 mm.	»	74,0
3 —	550	492	0,05 —	60,1	61,2
6 —	196	215	0,10 —	47,6	50,9
8 —	135	152	0,20 —	35,0	36,3
9 —	88,5	127	0,29 —	26,9	27,9
10 —	100	109	0,39 —	20,9	21,3
11 —	78,6	95	0,51 —	16,7	16,2
12 —	83,2	84	0,61 —	14,4	13,3
14 —	76,0	72	0,70 —	11,9	11,2
27 —	41,9	41,2	0,80 —	9,8	9,50
0,2 mm.	17,9	19,0	1,03 —	6,55	6,90
0,3 —	9,5	9,5	1,55 —	3,22	3,30
0,4 —	5,4	5,0	2,03 —	1,74	1,75
0,5 —	2,9	2,9	2,55 —	0,93	0,90
0,6 —	1,90	1,83	3,05 —	0,48	0,46
0,7 —	1,20	1,31	3,55 —	0,24	0,24
0,8 —	0,79	1,02	4,05 —	0,14	0,13
1,0 —	0,72	0,71			
1,5 —	0,39	0,35			
2,0 —	0,24	0,18			

Évidemment, il est très douteux que l'hypothèse de la répartition des rayons β en deux ou trois groupes homogènes ait réellement une signification physique.

Le coefficient d'absorption des rayons β du radium varie, d'après Eve, entre 65^{-1} centimètre et 16^{-1} centimètre ; Goldlewski a trouvé 11.6^{-1} centimètre. La valeur extrême trouvée par l'auteur, $13,1^{-1}$ centimètre est comprise entre les valeurs extrêmes des auteurs précédents. La valeur supérieure d'Eve, 65^{-1} centimètre, est comprise entre les deux valeurs supérieures trouvées par l'auteur, 80^{-1} centimètre et 53^{-1} centimètre. Cela est facile à expliquer, car Eve a étudié l'action commune des rayons du radium B et du radium C.

Relation entre les courbes de décroissance et la durée d'activation. — La formule (2) a été trouvée vérifiée pour de très courtes et de très longues durées d'activation. L'auteur a fait un certain nombre d'expériences qui ont montré que cette formule est aussi applicable pour une durée d'activation quelconque. Ces expériences ont été exécutées avec le même dispositif que précédem-

ment; l'action directe des rayons était observée chaque fois sans interposition d'un filtre. Les valeurs trouvées concordent avec les valeurs calculées d'après la formule :

$$J = k_2(k''A + B + k'C),$$

en prenant $k'' = 6{,}0$ et $k' = 8{,}0$. C'est là encore une preuve de l'exactitude de la formule calculée d'après la théorie de Rutherford, et de l'exactitude des valeurs admises pour les constantes k' et k''.

On emploie souvent, pour caractériser une substance radioactive, les courbes de décroissance relatives au dépôt actif : le tableau IX indique les valeurs des coefficients avec lesquels il faut multiplier les termes $e^{-\lambda t}$ de l'équation (2), quand on l'écrit sous la forme :

$$J = ae^{-\lambda_1 t} + be^{-\lambda_2 t} + ce^{-\lambda_3 t}.$$

La dernière colonne du tableau indique les valeurs de J pour $t = 0$, c'est-à-dire l'activité indirecte sur un corps quelconque au bout du temps θ dans un récipient contenant l'émanation.

TABLEAU IX

Valeurs pour $J = a.e^{-\lambda_1 t} + b.e^{-\lambda_2 t} + c.e^{-\lambda_3 t}$
pour l'action directe des rayons.

θ	a	b	c	J pour $t = 0$
1'	1,24	0,886	— 0,893	1,23
5	4,14	4,22	— 4,18	4,18
15	5,86	11,19	— 10,62	6,43
30	6,06	18,71	— 16,80	7,97
60	»	27,30	— 22,65	10,71
90	»	31,21	— 24,60	12,67
120	»	33,00	— 25,25	13,81
150	»	33,90	— 25,50	14,46
∞	»	34,60	— 25,65	15,00

Évidemment les chiffres donnés ne sont valables que pour le dispositif expérimental employé : pour les petits récipients, la valeur de k'' se rapproche de celle de k', c'est-à-dire de 8 ; pour les grands récipients, l'action des rayons du radium B est plus sensible, de sorte que k'' et k' ont tous deux de plus faibles valeurs.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur la pulsation de l'induction dans les dents des machines électriques *(fin).* — **O. Bragstad.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau.*

2° *Calcul des pertes dans les dents d'après les pulsations mesurées.* — Le calcul des pertes produites par les pulsations n'est possible que pour les courants de Foucault, car celles-ci peuvent seules être ajoutées aux pertes correspondantes, qui proviennent de la variation principale. Les pertes par courants de Foucault dues à la variation principale pour les dents peuvent être connues.

$$W_{zh} = \sigma k_3 \left(\Delta \frac{c}{100} \frac{B}{1000}\right)^2 V_z \text{ watts},$$

B représentant l'induction maxima dans la plus grande section z_1 de la dent. On a donc

$$B = \Phi_z / k l_e z_1 .$$

En supposant que les circuits dans lesquels circulent les courants de Foucault possèdent une résistance ohmique prédominante, les pertes sont proportionnelles au carré de la f. é. m. efficace. Les pertes par courants de Foucault dues à la pulsation ont donc pour valeur, pour toutes les dents :

$$W_{zp} = (E_p/E_h)^2 W_{zh} = \frac{1}{2} (z/p)^2 (\Phi_p/\Phi_z) W_{zh} \text{ watts}.$$

E_p et E_h étant, comme précédemment, les valeurs efficaces mesurées sur la bobine d'épreuve, au synchronisme et à l'arrêt. En introduisant les valeurs de E_p et de W_{zh}, on obtient

$$W_{zp} = \sigma_w k_3 \left(\frac{\Delta E_p 10^3}{4{,}44 w_p k l_e z_1}\right)^2 V_z \text{ watts}.$$

Si la valeur Φ_p de la pulsation maxima du flux est donnée, la pulsation maxima de l'induction est

$$B_p = \Phi_p / k l_e z_1 ,$$

et la valeur efficace de B_p sur toutes les dents de la périphérie est

$$B_p/\sqrt{2}.$$

On a donc ainsi pour W_{zp} la valeur :

$$W_{zp} = (1/2)\, \sigma_w k_3 \left(\Delta \frac{c_p}{100} \frac{B_p}{1000}\right)^2 V_z \text{ watts},$$

en désignant la fréquence de la pulsation par $c_p = (z/p)\, c$.

3° *Mesure directe des pertes engendrées par les pulsations, et comparaison avec les pertes calcu-*

lées d'après les pulsations mesurées. — Pour vérifier que les pertes calculées se produisent réellement, l'auteur les a mesurées directement et a comparé les résultats ainsi obtenus avec les valeurs trouvées par les calculs précédents. La

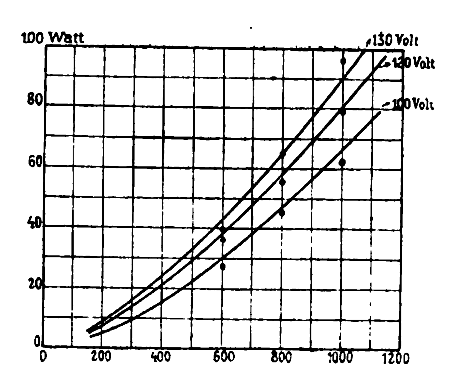


Fig. 4.

méthode de mesure repose sur la détermination des courbes de démarrage et d'arrêt dans différentes conditions. Le moment d'inertie des masses tournantes était déterminé par des mesures d'oscillations, en tenant compte de l'amortissement.

Les courbes de la figure 4 indiquent les pertes dans les dents d'un moteur triphasé pour 130, 120 et 100 volts au stator, pertes déterminées d'après la méthode précédente. Les dimensions des dents de ce moteur sont indiquées sur la figure 5. Autour d'une dent du rotor et du stator

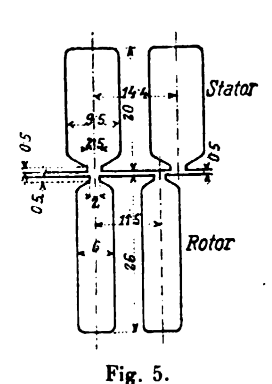


Fig. 5.

était placée une bobine d'épreuve de 20 tours, et l'on déterminait les f. é. m. E_p engendrées dans celle-ci pour les flux correspondant aux tensions précédentes aux fréquences de 50, 40 et 30 périodes par seconde. Les tensions devaient être réduites proportionnellement à la fréquence.

TABLEAU I

Pulsations mesurées et pertes calculées d'après nos chiffres.

1	2	3	4	5	6	7
c	TENSION du STATOR	E_p Rotor.	E_p Stator.	W_{zp} Rotor.	W_{zp} Stator.	W_{zp} Somme.
50	130	2,38	1,12	83	13,8	96,8
	120	2,18	0,98	69	10,6	79,6
	100	1,90	0,82	53	9	62
40	104	1,94	0,94	55	9,7	64,7
	95	1,83	0,80	49	7,0	56,0
	80	1,70	0,64	42	4,5	46,5
30	77	1,50	0,74	33	6,0	39,0
	70	1,40	0,62	28,5	4,2	32,7
	59	1,30	0,50	24,5	2,8	27,3

Le tableau I indique les résultats obtenus : la colonne 3 donne les tensions mesurées dans la bobine du rotor et la colonne 4 les tensions mesurées dans la bobine du stator. Pour ce moteur, il y avait lieu de poser, comme l'a indiqué l'auteur dans une étude précédente :

1° Pour le rotor $\sigma_w = 6,4$; $V_z = 0,79$ dm.
2° Pour le stator $\sigma_w = 5,7$; $V_z = 0.61$ dm.

La longueur du fer est, en outre, $l = 8^{cm},2$. On en déduit les valeurs suivantes des pertes :

$$W_{zp} = 6,4 \,.\, 1,5 \left(\frac{0.5 \,.\, 10^3}{4,44 \,.\, 20 \,.\, 0,9 \,.\, 8,2 \,.\, 0,55} \right)^2 0,79 E_p^2 = 14,6 E_p^2$$

$$W_{zp} = 5,7 \,.\, 1,3 \left(\frac{0.5 \,.\, 10^3}{4,44 \,.\, 20 \,.\, 0,9 \,.\, 8,2 \,.\, 0,49} \right)^2 0,61 E_p^2 = 11 E_p^2.$$

La colonne 5 du tableau contient les valeurs trouvées pour les pertes dans le rotor et la colonne 6 les valeurs pour les pertes dans le stator ; la colonne 7 indique la somme de ces deux pertes. Les valeurs trouvées sont indiquées par des points sur la figure 4. On voit que la concordance est relativement bonne.

R. V.

***Alternateur triphasé pour l'accouplement direct avec une turbine à vapeur.* — A. Kolben.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 6 janvier 1907.

L'alternateur dont il s'agit devait répondre aux conditions suivantes :

Puissance 970 KVA (correspondant à 1 400 chevaux environ pour cos $\varphi = 1$).

Différence de potentiel aux bornes..	450 volts.
Intensité de courant. . .	1 246 amp. par phase.
Vitesse de rotation.. . .	1 500 t./m.
Fréquence.	50 périodes par sec.

Construction mécanique. — Inducteur. — L'inducteur a quatre pôles saillants. Les noyaux sont de section rectangulaire; la culasse est formée par une pièce d'acier Martin. Le métal employé présente une résistance à la traction de 5 800 kilogrammes par centimètre carré avec un allongement de 18 %. L'enroulement de l'inducteur est formé d'une bande de cuivre à 1,4 × 35 millimètres enroulée sur champ. Les tours sont isolés les uns des autres par des bandes de presspahn de 0,3 millimètres d'épaisseur : on a choisi une épaisseur d'isolant aussi faible que possible pour que cet isolant ne « travaille pas » au bout de quelque temps de fonctionnement, ce qui amènerait un déséquilibrage des parties tournantes. Des formes en presspahn de 2,5 millimètres d'épaisseur isolent l'enroulement des noyaux polaires. Les bobines inductrices sont mises en place et comprimées à la presse hydraulique, après quoi on rapporte sur les noyaux polaires les masses en acier coulé qui sont maintenues en place par une double queue d'aronde : les bobines sont ainsi comprimées d'une façon permanente, ce qui empêche l'isolant de jouer.

Pour compenser la composante de la force centrifuge qui agit pour produire un gonflement latéral des tours des bobines inductrices, on a introduit entre deux bobines voisines une pièce creuse en bronze fondu, contre les parois de laquelle s'appuient les faces latérales des bobines. Cette pièce présente une surface périphérique cylindrique munie d'ouvertures pour la circulation de l'air; la surface se raccorde aux masses polaires et l'inducteur complet présente une surface périphérique cylindrique complètement lisse : sa rotation ne fait donc pas de bruit.

Pour produire d'une part la surpression de l'air servant au refroidissement du fer de l'induit et pour faire circuler cet air suivant un trajet déterminé, on a muni l'inducteur à chacun de ses deux bouts d'une pièce en bronze formant ventilateur. Une partie de l'air frais traverse directement le fer de l'induit; une autre partie lèche d'abord les enroulements inducteurs avant d'arriver aux canaux de ventilation du fer induit.

L'arbre du rotor est extrêmement robuste, de façon à ne présenter aucune flexion appréciable. Les bagues sont placées symétriquement de part et d'autre de l'inducteur : sur un manchon de fonte est disposée une bague en micanite de 2 millimètres d'épaisseur sur laquelle a été forée, à chaud, la bague en acier.

Armature. — La construction de la carcasse de l'induit diffère peu de la construction normale. Les disques de tôle consistent en six segments : le paquet de tôles est maintenu en place par des boulons ronds qui le serrent fortement. Neuf canaux de ventilation séparés par des paquets de tôles de 65 millimètres de longueur axiale, assurent un bon refroidissement du fer : ils ont 10 millimètres de largeur. Ces canaux sont formés par des pièces en bronze en forme de U. Le paquet de tôles repose sur un certain nombre de nervures ménagées dans la carcasse et peut être bien entouré par l'air qui sert au refroidissement. Ces plaques obligent l'air à circuler sur la totalité des tôles.

Enroulement. — L'enroulement triphasé à quatre pôles et à cinq encoches par pôle et par phase comprend, pour chaque encoche, une barre de cuivre ronde de 21 millimètres de diamètre entouré d'une couche de micanite de 1 millimètre d'épaisseur. Les connexions frontales consistent en bandes de cuivre plat de 6 × 50 millimètres. Des plaques en fonte protègent l'enroulement.

Paliers. — Les paliers sont montés à rotule : les coussinets sont garnis de métal blanc. L'huile comprimée est amenée par une rainure circulaire et par quatre trous disposés radialement au milieu du palier. L'huile chaude coule dans un récipient et est enlevée.

Une circulation d'eau froide est établie dans le palier lui-même pour assurer un bon refroidissement. Le palier peut être muni soit d'une circulation d'huile avec refroidissement de l'huile chaude, soit d'une circulation d'eau avec réfrigération directe du palier et de l'huile.

Efforts subis par le rotor et les paliers. — Les forces centrifuges se répartissent de la façon suivante pour une moitié du rotor :

Masse polaire.	172 000 kgr.
Noyau polaire.	166 000 —
Bobines inductrices.. . . .	72 000 —
Culasse.	102 000 —
Pièces en bronze.	26 000 —
Total.	538 000 kgr.



Dans la plus faible section de la culasse, l'effort est de 445 kilogrammes par centimètre carré. La pression spécifique sur la couche de presspahn supérieure de l'enroulement est de 55 kilogrammes par centimètre carré. La pression spécifique dans la jonction en queue d'aronde de la masse polaire, produite par la masse polaire et par le poids de cuivre, atteint 100 kilogrammes par centimètre carré. La traction dans la section dangereuse des queues d'aronde portées par le noyau polaire est de 200 kilogrammes par centimètre carré.

Sur les paliers, la pression spécifique est de 2,3 kilogrammes par centimètre carré; la vitesse périphérique est de 9,4 mètres par seconde; le rapport de la longueur du coussinet à son diamètre a pour valeur 3,5.

Constantes magnétiques et électriques. — Les dimensions principales de la machine sont résumées par le tableau suivant :

Inducteur.

Diamètre	72 cm.
Nombre de pôles	4
Arc polaire	36cm,5 environ.
Pas polaire	56 5

Rapport arc polaire.

Pas polaire	0,65
Longueur d'un pôle	74cm,6
Longueur polaire	74 6
Section polaire	1 440 cmq.

Enroulement inducteur.

Tension d'excitation	50 v. environ.
Nombre de bobines	4
Groupement	en série.
Nombre de tours par bobine	70
Section du cuivre plat	1,4 × 35 mmq.
Épaisseur de l'isolement	0mm,3 (presspahn).

Induit.

Alésage	75 cm.
Longueur totale du fer	74
Longueur, déduction faite des canaux de ventilation	65
Diamètre extérieur	128
Nombre d'encoches	60
Type d'encoches	rondes fermées.
Nombre d'encoches par pôle et par phase	5
Diamètre des encoches	2cm,3
Épaisseur de l'isthme	0 1
Longueur de la fente	0 3
Entrefer simple	1 5

Enroulement induit.

Connexions	en triangle.
Nombre total de conducteurs	60
Nombre de conduct. par phase	20
Nombre de conduct. par encoche	1
Diamètre des conduct. nus	2cm,1
— isolés	2 3

L'auteur donne ensuite le calcul de la chute de tension pour différents déphasages.

J. R.

L'établissement de bobines d'induction. — **O. Eddy** et **M. Eastham.** — *Electrical World*, 22 décembre 1906.

Dans cette étude, les auteurs énumèrent et discutent les différents facteurs qu'il y a lieu de considérer quand on veut établir une bobine d'induction efficace, sans tenir compte du prix de revient et des considérations relatives à la construction.

Le premier point à envisager dans l'établissement d'une bobine d'induction est le but que doit remplir cette bobine, qui peut être destinée soit à l'allumage des moteurs à explosions, soit à des expériences de physique, soit à des usages téléphoniques. Les auteurs considèrent seulement dans cette étude, des bobines dont le primaire et le secondaire sont distincts et isolés l'un de l'autre, et qui sont capables de produire une étincelle de décharge d'au moins dix centimètres entre les bornes secondaires. La principale application de ces appareils est, à l'heure actuelle, la production d'oscillations électriques dans un transmetteur de télégraphie sans fil ou l'alimentation d'un tube de Crookes servant à produire des rayons Röntgen. Pour ces deux genres d'application, il y a des considérations plus importantes que la simple considération de la longueur d'étincelle. Par exemple, une bobine produisant une différence de potentiel secondaire capable de donner une décharge de 22 centimètres pourra, si elle est bien établie, donner des rayons X beaucoup plus puissants qu'une bobine de 40 centimètres d'étincelle alimentée par le même circuit et consommant la même quantité d'énergie.

Les constructeurs se proposent généralement, en effet, d'obtenir une longueur d'étincelle donnée en employant le minimum de cuivre possible sur le secondaire.

Il est déplorable qu'on ait pris l'habitude de toujours définir les bobines d'induction par leur longueur d'étincelle. C'est comme si l'on parlait d'un transformateur à 40 000 volts sans spécifier si sa puissance est de 0,5 ou de 5 000 kilowatts. Cela tient sans doute à ce que, jusqu'à une époque récente, la bobine d'induction a été seulement un appareil de laboratoire ou de démonstration : la durée de fonctionnement étant très minime, on ne se préoccupait ni du rendement, ni de l'échauffement de la bobine, ni de l'intensité du courant secondaire.

Maintenant que la bobine d'induction est devenue un appareil d'emploi pratique, il est nécessaire d'adopter des désignations plus précises et de parler non seulement de la distance explosive, mais aussi de la puissance primaire et secondaire.

L'établissement d'une bobine d'induction constitue plus ou moins un compromis et repose sur la solution de différents problèmes :

1° Les conditions variables dans lesquelles la bobine doit être employée exigent qu'elle soit établie pour de larges limites de fonctionnement ;

2° Chaque facteur séparé ne peut pas être envisagé au point de vue de son rendement propre maximum, sans qu'une autre partie de la bobine ou une autre fonction de la même partie se trouve sérieusement influencée ;

3° Le prix de revient et les dépenses de fabrication doivent être étudiées avec soin.

On peut résoudre en partie le premier problème en établissant la bobine pour le travail moyen qu'elle aura à fournir et en rendant réglables l'inductance du primaire et la capacité du condensateur. Cette possibilité de réglage est trop souvent négligée, quoique les avantages de ce dispositif surpassent généralement les inconvénients.

Pour l'établissement de bobines d'induction, il n'existe pas de méthode ni de règle définie : le type actuel résulte plutôt du développement progressif de ces appareils. La bobine elle-même consiste essentiellement en un circuit primaire enroulé sur un noyau de fer, un tube isolant placé sur le primaire, et un enroulement secondaire bobiné sur ce tube.

Ces différentes parties constitutives vont être étudiées séparément.

Noyau. — On ne peut employer des circuits magnétiques fermés pour les bobines d'induction, parce que le flux ne s'annulerait pas avec une rapidité suffisante ; l'emploi de circuits partiellement fermés n'a pas encore donné de résultats entièrement satisfaisants, quoique l'on puisse s'attendre à un développement de ce dispositif. On a essayé de différentes façons d'employer du fer finement divisé pour fermer le circuit magnétique, parce que, dans cet état, le métal peut suivre des oscillations rapides, mais la perméabilité est si faible que les inconvénients de cette disposition ne sont pas compensés par des avantages suffisants.

Le noyau doit être composé d'un faisceau de fils de fer doux d'une perméabilité aussi élevée que possible, capable de prendre une aimantation de grande intensité et de créer un champ puissant. Les propriétés du fer doivent être telles que les pertes par hystérésis soient faibles. Plus le diamètre du fil est réduit, plus sont faibles les pertes par courants de Foucault, plus est faible l'échauffement du noyau, mais plus est faible aussi la section de fer utile pour une section droite donnée, parce que la proportion de la surface oxydée augmente par rapport à la surface totale : la perméabilité du noyau considéré dans son ensemble va donc en diminuant. Si l'on emploie un gros diamètre de noyau pour parer à cet inconvénient, la longueur de chaque tour de fil bobiné sur lui est augmentée au primaire et au secondaire. L'expérience semble montrer que la meilleure grosseur moyenne à adopter pour les fils de fer du noyau est d'environ $0^{mm},644$.

L'intensité des courants de Foucault qui prennent naissance dans le noyau est proportionnelle à la vitesse de l'interrupteur intercalé dans le circuit primaire. La résistance du circuit de ces courants doit donc être augmentée, aux dépens de la place, avec la vitesse de l'interrupteur que l'on veut employer : pour cette raison, pour des ruptures extrêmement rapides, une couche de rouille ne suffit pas sur les fils, et chacun de ceux-ci doit être enduit d'un vernis isolant. En ce qui concerne les dimensions du noyau, il y a lieu de considérer l'interrupteur employé. Si celui-ci est rapide, il ne faut pas employer un noyau de grand diamètre, qui exige un temps assez long pour s'aimanter complètement, et il faut travailler au voisinage de la saturation. L'aimantation pénètre en commençant par les



couches extérieures, comme pour l'effet superficiel (skin effect) d'un conducteur traversé par des courants de grande fréquence : elle n'atteint jamais le centre si le vibrateur est extrêmement rapide, et dans ce cas, un cylindre creux remplit le même office qu'un cylindre plein. Ce fait, joint à la considération que plus l'interrupteur est lent, plus les pertes par hystérésis sont faibles, est un argument en faveur de l'emploi d'un interrupteur lent. Ce point sera d'ailleurs étudié plus loin.

Primaire et noyau. — Le primaire et le noyau sont si intimement liés qu'il faut les discuter ensemble, car une modification de l'un entraîne forcément une modification de l'autre. Soit un circuit magnétique ouvert, rectiligne et cylindrique, dont l'aimantation dépend du nombre d'ampère-tours qui agissent sur lui. Ce facteur étant le produit du courant par le nombre de tours d'enroulement, il faut déterminer la valeur du courant dans le circuit primaire : la valeur de ce courant dépend de la valeur de la différence de potentiel employée et de la vitesse de l'interrupteur. Si l'on suppose que le courant a une valeur donnée, il faudra un certain nombre de tours de fil primaire sur le noyau ; il est important que cet enroulement prenne le moins de place possible, afin que l'enroulement secondaire soit le plus près possible du noyau où le champ a la plus grande intensité.

Si l'on étudie, au moyen de limaille de fer, le trajet des lignes de force magnétiques dans l'espace qui entoure le noyau recouvert d'un enroulement magnétisant, on voit que la plupart de ces lignes quittent le noyau dès les bouts de la bobine magnétisante pour se refermer par l'air, sans passer par les extrémités du noyau de fer : il est donc inutile d'employer un noyau plus long que la bobine primaire, et il vaut mieux couvrir avec celle-ci toute la longueur du noyau.

Quand le secondaire d'une bobine d'induction est ouvert, l'action de cet enroulement est absolument négligeable : si au contraire un courant circule dans le circuit secondaire, l'inductance du système diminue, et, quand le secondaire est en court-circuit, l'induction mutuelle entre les deux enroulements rend très faible la valeur de l'inductance du primaire. En établissant le noyau et l'enroulement primaire, il est nécessaire de tenir compte de l'intensité du courant que devra fournir le secondaire, et la bobine qui donne le plus grande étincelle à travers la résistance de l'air n'est pas la meilleure pour fonctionner sur une résistance différente ou pour charger un condensateur.

Quelques expérimentateurs ont indiqué que le meilleur rapport du diamètre du noyau à sa longueur doit être voisin de 1/12, mais ils semblent n'avoir eu en vue que l'obtention d'une grande longueur d'étincelle : une meilleure valeur de ce rapport pour des applications moyennes est comprise entre 1/6 et 1/10. Cette valeur doit dépendre de l'interrupteur et des dimensions de la bobine, et ne doit pas être la même pour des petites ou des grosses bobines.

Si l'on examine les courbes du courant primaire et du courant secondaire en fonction du temps, on voit que les ruptures du courant primaire produisent seules des pointes de courant utiles dans le circuit secondaire. Le courant primaire met d'autant plus longtemps à s'établir, c'est-à-dire à atteindre sa valeur maxima, que l'inductance du circuit est plus grande. Si l'interrupteur est trop rapide, les courbes d'établissement et de rupture du courant empiètent les unes sur les autres, la rupture se produisant avant que le courant primaire ait atteint sa valeur maxima. Avec un interrupteur électrolytique, la rupture du courant se produit très brusquement ; l'établissement du courant s'effectue très rapidement, la courbe présentant une forme très escarpée. On place généralement une bobine de self-induction dans le circuit primaire pour ralentir l'établissement du courant primaire. Il faut remarquer que la vitesse de rupture est entièrement différente de la rapidité d'oscillation de l'interrupteur. Cette dernière détermine la courbe des décharges qui se produisent par seconde, mais un interrupteur rapide ne donne pas nécessairement une grande vitesse de rupture : celle-ci ne saurait jamais être trop rapide ; pour remplir des conditions idéales, elle devrait être instantanée. Quand la période d'établissement est courte, l'intensité du courant doit être grande pour aimanter le noyau en un court espace de temps : il faut donc employer une plus forte différence de potentiel primaire quand on munit une bobine donnée d'un interrupteur rapide. Souvent on peut augmenter la tension secondaire en augmentant la vitesse de l'interrupteur : cela prouve que ce

appareil est mal conçu, et que la vitesse de rupture augmente avec la vitesse d'interruption. Un interrupteur lent avec une rupture très rapide donne d'excellents résultats avec les tubes à rayons X, pourvu qu'il ne soit pas suffisamment lent pour que le fluoroscope présente un papillotement. On peut employer un courant plus intense quand le secondaire est relié à un tube que quand il produit des étincelles à l'air libre, puisque l'effet du courant secondaire est de diminuer l'inductance du circuit primaire et de permettre au courant dans ce circuit d'atteindre sa valeur maxima en un intervalle de temps plus court. Un interrupteur extrêmement rapide n'est pas avantageux en radiotélégraphie.

Pour résumer la discussion relative au primaire et au noyau, les auteurs recommandent l'adoption d'un noyau plus gros et plus long et d'un nombre d'ampère-tours plus grand que ceux généralement employés en pratique : on obtient ainsi un champ plus intense dont le besoin se fait sentir dans les bobines destinées à débiter des courants secondaires intenses.

(A suivre.) R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

***Sur le transformateur à résonance.* — G. Benischke.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 10 janvier 1907.

Sous le nom de transformateur à résonance, on désigne généralement un transformateur dont le circuit secondaire contient un condensateur. Ce dispositif a pris une grande importance depuis quelque temps dans les circuits servant à la radiotélégraphie, dans lesquels on remplace les bobines d'induction par des transformateurs à résonance. Il peut aussi arriver qu'un transformateur alimentant un câble se trouve dans le même cas.

Dans une étude poursuivie avec l'aide de la méthode symbolique, Seibt a étudié le fonctionnement du transformateur à résonance. A cause de l'importance du problème, l'auteur croît intéressant de le reprendre en employant les équations fondamentales applicables à tous les transformateurs : on arrive ainsi au but d'une façon plus simple. En outre, Seibt a obtenu un résultat inexact dans un cas particulier. Dans l'une et l'autre méthode, on arrive à des expressions si compliquées pour les courants et les tensions qu'il est impossible de déterminer l'influence des différentes grandeurs. On doit donc nécessairement envisager des cas particuliers, mais si l'on fait des simplifications trop grandes, on obtient des résultats inexacts, tout en partant d'équations fondamentales exactes et de méthodes mathématiques rigoureuses. C'est le cas dans la partie de l'étude de Seibt où il s'agit de la valeur minima du courant primaire et de son déphasage, comme on le verra dans la suite.

Pour un transformateur, on a les équations fondamentales suivantes :

$$J_1^2 = K_1^2/(\rho^2 + \omega^2\lambda^2) \quad (1)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \omega\lambda/\rho \quad (2)$$

$$J_2^2 = J_1^2\omega^2M^2/(w_2^2 + \omega^2L_2^2) \quad (3)$$

$$K_2^2 = J_2^2(w_{2a}^2 + \omega^2L_{2a}^2) \quad (4)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \omega L_{2a}/w_{2a} \quad (5)$$

en appelant K_1 la différence de potentiel primaire, K_2 la différence de potentiel secondaire, φ_1 le déphasage primaire et φ_2 le déphasage secondaire. La résistance équivalente ρ est donnée par l'expression

$$\rho = w_1 + \frac{\omega^2M^2w^2}{w_2^2 + \omega^2L_2^2} \quad (6)$$

et la self-induction équivalente est

$$\lambda = L_1 - \frac{\omega M^2\omega L_2}{w_2^2 + \omega^2L_2^2}. \quad (7)$$

En outre, les lettres ont les significations suivantes :

M induction mutuelle,
w_1 résistance du circuit primaire,
w_2 résistance du circuit secondaire total,
w_{2a} résistance de circuit secondaire extérieur,
L_1 self-induction du circuit primaire,
L_2 self-induction du circuit secondaire total,
L_{2a} self-induction du circuit secondaire extérieur.
$\omega = 2\pi\nu$, en désignant par ν la fréquence

Si l'on intercale un conducteur dans un circuit à courant alternatif, la résistance apparente devient $\omega L - (1/\omega C)$ au lieu de ωL. Dans le cas dont il s'agit, il faut donc remplacer ωL_{2a} par l'expression

$$\omega L_{2a} - (1/\omega C)$$

et il faut remplacer ωL_2 par l'expression

$$\omega L_2 - (1/\omega C).$$



On se limitera au cas le plus simple où les conducteurs de jonction qui relient les bornes secondaires au condensateur n'ont pas de résistance et pas de self-induction sensible : c'est-à-dire que l'on pose

$$w_{2a} = 0 ; \quad L_{2a} = 0$$

Les équations (6) et (7) se transforment alors en les équations suivantes :

$$\rho = w_1 + \frac{\omega^2 M^2 w_2}{w_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{w_1(\omega^2 C L_2 - 1) + \omega^2 C^2 w_2 (w_1 w_2 + \omega^2 M^2)}{\omega^2 C^2 w_2^2 + (\omega^2 C L_2 - 1)^2}. \quad (8)$$

$$\lambda = L_1 - \frac{\omega M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C}\right)}{w_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{(\omega^2 C L_2 - 1)[\omega^2 C (L_1 L_2 - M^2) - L_1] + \omega^2 C^2 L_1 w_2^2}{\omega^2 C^2 w_2^2 + (\omega^2 C L_2 - 1)^2}. \quad (9)$$

Les équations (1) à (5) se transforment en :

$$J_1^2 = K_1^2 \frac{[\omega^2 C^2 w_2^2 + (\omega^2 C L_2 - 1)^2]^2}{[w_1(\omega^2 C L_2 - 1)^2 + \omega^2 C^2 w_2 (w_1 w_2 + \omega^2 M^2)]^2 + \omega^2 \{(\omega^2 C L_2 - 1)[\omega^2 C (L_1 L_2 - M^2) - L_1] + \omega^2 C^2 L_1 w_2^2\}^2} \quad (10)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \omega \frac{(\omega^2 C L_2 - 1)[\omega^2 C (L_1 L_2 - M^2) - L_1] + \omega^2 C^2 L_1 w_2^2}{w_1 (\omega^2 C L_2 - 1)^2 + \omega^2 C^2 w_2 (w_1 w_2 + \omega^2 M^2)}. \quad (11)$$

$$J_2^2 = J_1^2 \frac{\omega^4 C^2 M^2}{\omega^2 C^2 w_2^2 + (\omega^2 C L_2 - 1)^2} \quad (12)$$

$$K_2^2 = J_2^2 \left[w_{2a}^2 + \left(\omega L_{2a} - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right] = J_2^2 \frac{1}{\omega^2 C^2} \quad (13)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega L_{2a} - \frac{1}{\omega C}}{w_{2a}} = \infty . \quad (13a)$$

$$\varphi_2 = 90^\circ,$$

L'auteur considère deux cas particuliers : en premier lieu le cas où les résistances sont négligeables ; en second lieu le cas où la résistance inductive et la résistance de capacité sont égales entre elles dans le circuit secondaire.

1er cas $\quad w_1 = 0 \quad w_2 = 0.$

Si l'on introduit pour M l'équation

$$M = \varkappa^2 L_1 L_2, \quad (14)$$

en désignant par $\varkappa$ le facteur d'accouplement magnétique, on obtient :

$$J_1 = K_1 \frac{\omega^2 C L_2 - 1}{\omega L_1 [\omega^2 C L_2 (1 - \varkappa^2) - 1]} \quad (15)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \infty , \quad \varphi_1 = 90^\circ \quad (16)$$

$$J_2 = J_1 \frac{\omega^2 \varkappa C \sqrt{L_1 L_2}}{\omega^2 C L_2 - 1}. \quad (17)$$

On voit immédiatement que J_1 et, par suite, J_2 et K_2 (équation 17 et 13) atteignent des valeurs infinies, c'est-à-dire qu'il y a résonance quand on a

$$\omega^2 C L_2 (1 - \varkappa^2) - 1 = 0$$

c'est-à-dire lorsque l'on a l'égalité

$$\left. \begin{aligned} \omega^2 &= \frac{1}{C L_2 (1 - \varkappa^2)} \\ \nu &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C L_2 (1 - \varkappa^2)}}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

C'est là le résultat auquel est arrivé Seibt. Si le circuit secondaire existait seul, la condition de résonance serait

$$\nu = 1/2\pi \sqrt{C L_2}.$$

On voit donc que la résonance dépend, dans ce transformateur, de la résonance de l'oscillation propre du circuit secondaire et de l'accouplement entre les deux circuits. Plus l'accouplement $\varkappa$ est faible, et plus la condition de résonance s'approche de celle du circuit secondaire seul. Quand l'accouplement est parfait ($\varkappa = 1$), la résonance ne se produit que pour une fréquence infiniment élevée.

Si l'on écrit l'équation de condition sous la forme :

$$\varkappa^2 = 1 - (1/\omega^2 C L),$$

on voit que, pour chaque fréquence du courant alimentant le transformateur, il existe une valeur de l'accouplement magnétique ou une certaine

dispersion ($\varepsilon = 1 - \varkappa^2$) pour lequel se produit la résonance.

Si les résistances ne sont pas nulles, les valeurs de J_1, J_2, K_2 ne deviennent évidemment pas infiniment grandes, mais sont d'autant plus petites que les résistances sont plus grandes. Le point de résonance (équation 18) est peu influencé par les résistances, parce que dans le circuit secondaire qui reste seul, la production de la résonance est indépendante de la résistance.

2e cas. — Les résistances ne peuvent pas être négligées quand la résistance inductive et la résistance de capacité du circuit secondaire se compensent, c'est-à-dire quand on a

$$\omega L_2 = 1/\omega C \quad \text{ou} \quad \omega^2 C L_2 = 1. \qquad (19)$$

Dans ce cas, les équations 10 et 11 prennent la forme suivante :

$$J_1^2 = K_1^2 \frac{w_2^2}{(w_1 w_2 + \omega^2 \varkappa^2 L_1 L_2)^2 + \omega^2 L_1^2 w_2^2} \qquad (20)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \omega L_1 w_2 / (w_1 w_2 + \omega^2 \varkappa^2 L_1 L_2) \qquad (21)$$

Au lieu de la valeur de J_1, Seibt obtient une autre valeur inexacte. Cela provient de ce que la partie imaginaire de son équation complexe est négligée. En outre, cet auteur arrive au résultat que le courant J_1 dans ce cas est purement watté. C'est aussi inexact, car le déphasage φ_1, ainsi que le montre l'équation précédente, n'est pas nul et est d'autant plus grand que la fréquence et l'accouplement sont plus faibles.

Dans ce cas, l'équation (12) se transforme en la suivante :

$$J_2^2 = J_1^2 \omega^2 \varkappa^2 L_1 L_2 / w_2^2.$$

En combinant cette équation avec (13) et (20), il vient :

$$K_2^2 = K_1^2 \frac{\varkappa^2 L_1 L_2}{C^2 \left[(w_1 w_2 + \omega^2 \varkappa^2 L_1 L_2)^2 + \omega^2 L_1^2 w_2^2 \right]}.$$

Comme on le voit, J_1 et φ_1 ont une valeur d'autant plus élevée que l'accouplement $\varkappa$ est plus faible. Pour K_2 au contraire, où $\varkappa$ figure au numérateur et au dénominateur, on trouve un maximum pour

$$\varkappa^4 = (w_1 w_2 + \omega^2 L_1^2 w_2^2) / \omega^4 L_1^2 L_2^2.$$

Si, dans ce cas, on a encore $w_2 = 0$, on voit d'après les équations (20) et (21) que $J_1 = 0$ et $\varphi_1 = 0$. Pour ce cas particulier, le déphasage est donc une exception. Il varie d'une façon instable entre 0° et 90° quand on modifie la fréquence. Si la résistance secondaire n'est pas nulle, J_1 n'est pas nul non plus, mais il a un minimum dont la condition peut être déduite de l'équation 10 ; on est conduit à une expression compliquée que l'auteur juge inutile de reproduire.

R. V.

***Mesures de l'énergie reçue dans des postes radiotélégraphiques.* — G.-W. Pickard. —**
The Electrician, 11 janvier 1907.

Jusqu'à présent, on a considéré généralement que l'énergie reçue dans les appareils radiotélégraphiques actionnés par des transmetteurs éloignés était infinitésimale, et l'on a attribué aux différents détecteurs employés une sensibilité extraordinaire que n'atteint aucun autre appareil de physique. En réalité, les expériences faites par l'auteur sur la quantité d'énergie reçue par les appareils du poste récepteur ont montré que la radiotélégraphie ne diffère matériellement de la téléphonie ni par la quantité d'énergie reçue, ni par la sensibilité des détecteurs. Comme on le verra dans la suite, la quantité d'énergie reçue dans les transmissions radiotélégraphiques à grande distance est plusieurs centaines de fois supérieure à la quantité d'énergie nécessaire pour actionner un récepteur téléphonique. Les expériences faites jusqu'à présent sur l'énergie reçue dans les transmissions radiotélégraphiques se réduisent presque entièrement à celles de Duddell et Taylor, faites à courte distance avec un galvanomètre thermique, c'est-à-dire un bolomètre de Fessenden. Cet appareil peut, il est vrai, donner d'excellents résultats quantitatifs entre des mains habiles, mais sa sensibilité est trop faible pour de longues distances de transmission.

Pendant l'année passée, l'auteur a développé une méthode extrêmement simple pour la mesure de l'énergie reçue à chaque décharge du poste transmetteur. Avec cette méthode, l'énergie reçue à chaque décharge est facilement et exactement déterminée si cette énergie est supérieure à 0,0005 ergs.

Essentiellement, la méthode consiste à équilibrer, par la décharge d'un petit condensateur, l'action du signal reçu : la décharge du condensateur doit évidemment agir sur le même circuit et avoir la même fréquence que l'énergie du signal reçu. Connaissant la différence de potentiel et la capacité du condensateur quand l'équilibre est obtenu, on en déduit facilement et exacte-

ment l'énergie correspondante. La figure 1 représente le circuit servant à la réception. SLTG représente le circuit récepteur ordinaire relié à l'antenne, l'inductance L étant accordée pour obtenir le maximum d'effet dans le récepteur téléphonique R, relié au détecteur D à travers le secondaire d'un transformateur à oscillations T.

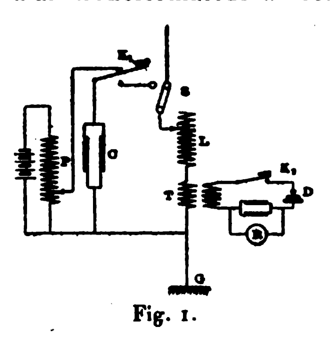


Fig. 1.

En déplaçant vers la gauche le commutateur S, et en appuyant sur la clé K_1, on peut faire agir sur le circuit récepteur la décharge du condensateur C. Si la capacité du condensateur est égale à celle de l'antenne, et si l'inductance de celle-ci est faible en comparaison de celle de L et de T, comme c'est généralement le cas, la fréquence de la décharge sera évidemment celle du poste transmetteur. Tant que le potentiel auquel le condensateur est chargé a une valeur faible, valeur égale à quelques volts, la distance explosive dans l'air est extrêmement faible, et la vitesse de fermeture d'une clé ordinaire est suffisante pour réaliser la jonction métallique complète du circuit en un millionième de seconde après le moment où la décharge par étincelle se produit. Par conséquent les pertes dans l'étincelle de décharge affectent seulement une petite portion de la première demi-période des oscillations et sont par conséquent très faibles, la principale source d'amortissement étant l'absorption d'énergie dans le circuit du détecteur.

On peut employer toute forme de détecteur répondant à la racine carrée moyenne d'un train d'ondes, mais le meilleur appareil est le détecteur thermo-électrique consistant en une jonction thermo-électrique entre une pointe métallique et une surface de silicium. Cette forme de détecteur n'exige pas de batterie dans le circuit et la chaleur Joule dégagée par les oscillations électriques au point de contact produit une impulsion de courant dans le circuit du récepteur téléphonique. Ce détecteur permet d'obtenir un signal dans le téléphone pour une quantité d'énergie de 0,00045 erg : sa sensibilité est donc du même ordre que celle du détecteur électrolytique, et elle permet la mesure de l'énergie reçue dans les cas les plus extrêmes de radiotélégraphie aux grandes distances. La technique des mesures est très simple et n'exige même pas, dans la plupart des cas, la coopération du poste transmetteur. Avec le commutateur S poussé vers la droite, l'observateur attend jusqu'à ce qu'il perçoive un point, ou une série de points, consistant chacun en une simple décharge. L'interrupteur est alors poussé vers la gauche, et l'on émet avec la clé K_1 un point ou une série de points. En répétant cette opération et en modifiant la différence de potentiel au condensateur au moyen du potentiomètre P, on peut obtenir une intensité des points produits par la décharge du condensateur telle que celle-ci équilibre les signaux provenant du poste transmetteur. Connaissant la capacité du condensateur et le potentiel auquel il était chargé, on a

$$W = (1/2)\,CV^2,$$

ou $W_{(ergs)} = (1/2).C(\text{microfarads}).V^2(\text{volts}).10$

Dans beaucoup de cas, quand on emploie au poste transmetteur du courant alternatif de fréquence 60, le point Morse ordinaire, produit par une courte pression sur la clé, consiste en réalité en une série de décharges. Dans ce cas, il est nécessaire que l'opérateur, au poste transmetteur, appuie sur la clé de façon que chaque pression donne une simple étincelle. Si l'on ne peut compter sur la coopération du poste transmetteur, et si les points ne correspondent pas à une seule étincelle, on peut quand même faire d'excellentes mesures en isolant une seule étincelle dans une longue série. A cet effet, on se sert de la clé K_2 insérée dans le circuit du détecteur. En ouvrant cette clé, puis en l'appuyant brusquement, on peut obtenir une fermeture du circuit qui ne dure pas plus de 0,005 à 0,01 seconde. On détache aussi une seule étincelle de la série, et l'on obtient un seul clic dans le téléphone récepteur, que l'on peut équilibrer comme précédemment au moyen de la décharge du condensateur.

Un excellent exemple d'un poste radiotélégraphique sur les signaux duquel on peut appliquer cette méthode de mesure est la station Marconi de South Wellfleet (Mass.). Les points

provenant de cette station sont toujours dus à des étincelles simples.

La figure 2 représente les résultats obtenus dans une longue série de mesures, faites jour et nuit aux mois d'août, septembre et octobre.

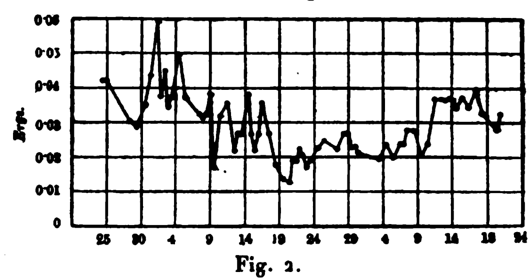


Fig. 2.

L'antenne réceptrice était placée à 146 kilomètres et consistait en un losange de fils de cuivre suspendu presque horizontalement à 15 mètres du sol. Sa capacité électrostatique mesurée était de 280 micromicrofarads. Les points portés sur la figure 2 montrent la valeur de l'énergie reçue qui varie journellement. Bien que l'auteur ne se propose pas de discuter les causes de cette variation, il indique que les valeurs de l'énergie reçue pendant le jour ne différaient pas beaucoup de celles de l'énergie reçue pendant la nuit. Sur la figure, les points correspondant aux observations de jour sont représentés par de petits cercles, tandis que ceux qui correspondent aux observations de nuit sont représentés par des points noirs. On voit que cette méthode se prête bien à l'essai de détecteurs radiotélégraphiques puisque l'on peut facilement mesurer la quantité d'énergie d'une fréquence donnée correspondant à la perception minima.

Il est intéressant de remarquer le très mauvais rendement des meilleurs types de détecteurs radiotélégraphiques considérés comme appareils transformateurs. Un récepteur téléphonique de grande résistance, du type généralement employé avec les détecteurs radiotélégraphiques, donne un signal très nettement défini quand un condensateur de 0,015 mfd de capacité, chargé à un potentiel de 0,00123 volt, est déchargé directement dans ses enroulements. Cela correspond à $0,23 \cdot 10^{-6}$ erg. Le détecteur le plus sensible actuellement dans les usages pratiques est le détecteur électrolytique qui, par une fréquence de 500000 par seconde, exige $364 \cdot 10^{-6}$ erg pour donner le même signal. Le rendement est d'environ 0,06 %.

Il est extrêmement malheureux que le récepteur téléphonique ne puisse fonctionner aux grandes fréquences, car il serait beaucoup plus avantageux de supprimer le détecteur et d'intercaler directement en circuit le récepteur téléphonique. Le faible rendement des détecteurs radiotélégraphiques montre nettement l'importance que présenteraient des recherches faites dans cet ordre d'idées.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques. — J.-E. Joung. — *The Electrician*, 28 décembre 1906 et 4 janvier 1907.

1° *Définition de l'inductance.* — La capacité électrostatique est la propriété qu'a le câble ou le circuit de prendre une charge statique, tandis que la capacité électromagnétique, ou inductance, est la propriété qu'a le câble ou le circuit d'engendrer un champ magnétique. La première est désignée par le rapport de la quantité d'électricité de la charge au potentiel produisant cette charge, c'est-à-dire

$$S \equiv charge/potentiel.$$

Plus simplement, c'est la charge par unité de différence de potentiel. De même, l'inductance est le rapport de la quantité de flux magnétique à la force magnétique, et par conséquent à l'intensité du courant qui produit ce flux, c'est-à-dire

$$L \equiv flux\ magnétique/courant.$$

Plus simplement, c'est le flux pour l'unité de courant. Cela repose sur l'hypothèse que le circuit comprend un tour seulement ; s'il y a plus d'un tour, l'inductance est le flux total par unité de courant multiplié par le nombre de tours. La relation du flux au courant est exprimée par la loi d'Ohm appliquée au circuit magnétique

$$Flux = force\ magnétomotrice/réluctance$$

$$Flux = force\ magnétomotrice \times perméabilité.$$

2° *Réactance et impédance.* — De même que les effets de la capacité électrostatique ne se manifestent que quand le potentiel varie, les effets de l'inductance ne se manifestent que quand le courant varie, et dépendent du taux de variation. Ce taux de variation peut être exprimé pour une variation sinusoïdale, par 2π fois le



nombre d'alternances complètes par seconde. De là dérive la quantité appelée réactance, qui exprime l'effet de la capacité statique ou magnétique inductive. Pour la capacité électrostatique S (farads), on a :

$$\textit{Réactance} = 1/pS \text{ (ohms)}.$$

Pour la capacité électromagnétique ou l'inductance L en henrys, on a l'expression :

$$\textit{Réactance} = pL \text{ (ohms)},$$

en posant $p = 2\pi$ fois le nombre d'alternances complètes par seconde. On emploie plus fréquemment une autre grandeur, utile dans beaucoup de cas, qui est la résultante de la résistance et de la réactance ; cette grandeur, nommée impédance, peut être définie de la façon suivante :

Pour le cas de la capacité électrostatique :

$$\textit{Impédance} = \sqrt{R^2 + (1/pS)^2} \text{ (ohms)}.$$

Pour le cas de l'inductance électromagnétique :

$$\textit{Impédance} = \sqrt{R^2 + (pL)^2}. \quad \text{(ohms)}$$

Une définition plus étendue de l'impédance est très commode quand il s'agit de circuits télégraphiques ou téléphoniques, où ce terme est employé pour désigner la résultante complexe des quatre facteurs suivants : résistance, dispersion, capacité et inductance.

3° *Fil aérien.* — Les inductances de circuits ne peuvent être déterminées par le calcul que dans quelques cas particuliers seulement, parmi lesquels les suivants sont utiles en télégraphie.

L'inductance d'un fil aérien rectiligne non magnétique avec une terre ou un autre retour situé à grande distance est donnée par l'expression suivante quand le courant est uniformément distribué dans toute la section droite du conducteur, comme cela a lieu dans la télégraphie ordinaire et approximativement dans la téléphonie :

$$L = 2l\left(\log_e \frac{4l}{d} - \frac{3}{4}\right) \text{cm.} \qquad (1)$$

où l est la longueur du fil en centimètres,
d le diamètre —.

Mais quand le courant est superficiel, comme dans le cas des oscillations, de radiotélégraphie ou de décharges atmosphériques, on a :

$$L = 2l\left(\log_e \frac{4l}{d} - 1\right) \text{cm.} \qquad (2)$$

qui, pour des fils longs et minces, diffère peu de l'expression (1).

Ces formules (dues à Lodge et Howard) expriment l'inductance en centimètres. Pour obtenir L en millihenrys, il suffit de se rappeler que 1 henry a pour valeur 10^9 centimètres ou 1 millihenry $= 10^6$ centimètres.

Si l'on exprime l en milles (1609 mètres), on a approximativement la formule :

$$L = 322\,000\left(\log_e \frac{644\,000}{d} - \frac{3}{4}\right)$$
$$10^{-6} \text{ millihenrys par mille}$$

ou, en ramenant aux logarithmes vulgaires :

$$L = 322\,000\left(2{,}3 \log \frac{644\,000}{d} - \frac{3}{4}\right)$$
$$10^{-6} \text{ millihenrys par mille.} \qquad (3)$$

Par exemple, l'inductance par mille d'un fil de cuivre de $4^{mm},3$ de diamètre suspendu à des poteaux, la terre servant de conducteur de retour, est approximativement, en négligeant le courant de terre :

$$L = 322\,000\left(2{,}3 \log \frac{644\,000}{0{,}43} - \frac{3}{4}\right) 10^{-6}$$
$$= 0{,}322\,[6{,}176 \times 2{,}3 - (3/4)]$$
$$= 4{,}3 \text{ millihenrys.}$$

Si l'on tient compte de la terre, l'inductance réelle est un peu plus faible que la valeur indiquée : elle diminue à mesure que l'on abaisse la hauteur du fil au-dessus du sol.

L'inductance diminuant quand le courant de retour se rapproche du courant d'aller, on voit que, dans le cas de fils torsadés ou mieux dans le cas d'une paire de conducteurs plats placés l'un contre l'autre, formant les circuits d'aller et de retour, l'ensemble du circuit tend à devenir non inductif.

4° *Inductance d'une boucle.* — La valeur de L pour une boucle est donnée par la formule suivante (Maxwell). Soient aa_1 les rayons des fils, b la distance entre leurs axes, l leur longueur, tout étant exprimé en centimètres ; on a :

$$L = 2l\left(\log_e \frac{b^2}{aa_1} + \frac{1}{2}\right) \text{cm.} \qquad (4)$$

ou, si $a = a_1$, il vient :

$$L = 4l\left(\log_e \frac{b}{a} + \frac{1}{4}\right).$$

En ramenant, pour plus de commodité, à la même forme que l'équation (3), il vient :

$$L = 644000 \left(2,3 \log_{10} \frac{b}{a} + \frac{1}{4}\right)$$

10^{-6} millihenrys par mille. (5)

En prenant comme exemple une paire de fils de $1^{mm},4$ de diamètre avec une distance entre axes de 30 centimètres, on trouve approximativement l'expression :

$$L = 644000 \left(2,3 \log_{10} \frac{30}{0,14} + \frac{1}{4}\right) 10^{-6}$$

$= 3,6$ millihenrys par mille de fil *double*.

Le circuit ne pouvant pas exister sans fil de retour, on doit toujours compter l'inductance, comme ci-dessus, par mille de fil double.

L'inductance d'une boucle de câble consistant en une paire de fils parallèles avant à l'aller et au retour du courant et enfermés dans la même enveloppe peut être calculée de la même manière si l'on connaît la distance entre axes des fils.

Quand on approche de plus en plus les fils l'un de l'autre, l'inductance tend vers la valeur limite :

$L = 3,77 \, l$ cm.

$L = 3,77 \times 161000 \times 10^{-6}$

$= 0,61$ millihenry par mille de fil double,

expression donnée par Maxwell. Ce chiffre de 0,6 millihenry par mille est à peu près la valeur de l'inductance de circuits en fils de cuivre torsadés, telle qu'on l'obtient dans des mesures expérimentales exactes. Ainsi une détermination de l'inductance d'une boucle de câble téléphonique au papier entre Berlin et Postdam, câble formé de fils de 1 millimètre de diamètre environ, a donné pour résultat 0,3 millihenry par kilomètre de boucle, ou 0,48 millihenry par mille. L'inductance de fils de fer est plus élevée que celle des fils de cuivre et varie avec le courant : un observateur a trouvé qu'elle est au moins trois fois plus grande que celle des fils de cuivre pour des courants de 20 à 30 milli-ampères (Devaux-Charbonnel).

5° *Inductance d'un câble.* — Un des cas intermédiaires entre le fil simple aérien et la paire de conducteurs torsadés est le circuit formé par une paire de conducteurs concentriques, telle que celles employées dans un certain nombre de câbles pour courants intenses. Si le conducteur extérieur est relié à la terre, comme dans un câble sous-marin, le courant peut être considéré comme retournant par la surface intérieure de l'enveloppe. En appelant d le diamètre du cuivre et D celui de la gutta-percha, on a :

En prenant comme exemple un câble sous-marin ayant un diamètre de gutta-percha double du diamètre du fil de cuivre, on obtient la valeur :

$L = 0,85 \log_{10} (D/d)$

$+ 0,185$ millihenry par mille marin[1]. (6)

$L = (0,85 \times \log 2) + 0,185$

$= 0,44$ millihenry par mille marin.

Si l'on compare ce chiffre avec la formule correspondante pour la capacité du câble, on voit que, tandis que la capacité diminue avec D/d, l'inductance croît.

Cette valeur de l'inductance d'un câble sous-marin peut être considérée comme un minimum obtenu dans le cas où le conducteur de retour est supposé immédiatement voisin de la couche isolante et où l'on admet que les courants d'aller et de retour sont en phase, ce qui n'est pas le cas dans un long câble. La valeur réelle de L doit être comprise entre la valeur ainsi trouvée, et la valeur décuple donnée par la formule (3) pour un conducteur de retour infiniment loin ; dans ce dernier cas, on a approximativement 5 millihenrys par mille marin pour $d = 0^{cm},43$. Il y a une certaine incertitude due au fait que l'enveloppe consiste en fer, de telle sorte que l'inductance vraie d'un câble sous-marin n'est probablement pas calculable. Sa valeur est quelque peu accrue quand le conducteur consiste en une bande de cuivre enveloppant un fil central.

(A suivre.) R. R.

MESURES

Mesure approximative, par une méthode électrolytique, de la capacité électrostatique entre un cylindre métallique vertical et la terre (suite). — **A.-E. Kennely et S.-E. Whiting.** — *Electrical World*, 26 décembre 1906.

La capacité d'un condensateur formé par un long cylindre conducteur supporté verticalement

(1) 1852 mètres.

au-dessus d'une surface plane horizontale infinie, ne semble pas avoir pu être déterminée mathématiquement. Ce cas offre un intérêt pratique, puisqu'il correspond à celui d'une antenne de radiotélégraphie. Soit r le rayon du conducteur, d son diamètre, l la longueur, h la distance entre son extrémité inférieure et la terre. La longueur l a une valeur considérable en comparaison de h et de d.

On sait que la capacité d'un cylindre rectiligne vertical de longueur l centimètres et de rayon r centimètres isolé dans l'espace et éloigné de tout autre conducteur peut être déterminée comme étant le cas limite de la capacité d'un ellipsoïde, au moyen de la formule

$$C = l/2 \log_e(l/r) \text{ abstatfarads.} \qquad (11)$$

C'est là une formule fréquemment employée pour déterminer en première approximation la capacité d'un conducteur cylindrique vertical en radiotélégraphie. Les surfaces équipotentielles représentant la distribution du flux électrique et du potentiel autour d'un tel conducteur sont des ellipsoïdes de révolution ayant mêmes foyers, et les sections sont des ellipses ayant mêmes foyers. Les lignes de force du flux électrique sont des hyperboles confocales.

Si l'on approche de la terre le conducteur vertical, la distribution du flux et du potentiel est modifiée. Le flux devient plus dense dans la portion inférieure du système au voisinage de la terre et les surfaces équipotentielles sont plus serrées au voisinage du fil.

L'auteur a jugé intéressant de déterminer de combien la capacité est accrue par rapport à la valeur donnée par la formule (11), quand on emploie différentes longueurs d'un conducteur cylindrique vertical isolé placé à de courtes distances du sol. Au lieu de faire des mesures de capacité au dehors, l'auteur a employé un petit modèle de conductance comprenant des électrodes en cuivre immergées dans un large bassin contenant une solution de sulfate de cuivre. Le récipient était en matière isolante, et portait au fond un disque de cuivre de $54^{cm},2$ de diamètre et de $1^{mm},59$ d'épaisseur, relié par un fil à une borne extérieure. Un fil vertical, portant une autre borne, était placé verticalement au-dessus du centre du disque, dont il était isolé par une petite rondelle de mica. Un tube de verre, enveloppant le fil, pouvait être déplacé vers le haut ou vers le bas pour exposer au contact de la solution une longueur variable du fil.

Le poids spécifique de la solution de sulfate de cuivre était de 1,03 à 10°, et les mesures furent faites à une température voisine de ce chiffre. La résistance entre le fil vertical et le disque était mesurée au moyen d'un pont de Wheatstone. Les mesures étaient faites successivement sur deux fils : l'un avait un diamètre de $2^{mm},5$ et l'autre un diamètre de $0^{mm},965$. Les différentes valeurs obtenues par l'auteur sur différentes longueurs de ces deux fils ont été portées sur des courbes ; par exemple, pour 13 centimètres de longueur du fil de $2^{mm},5$, on a trouvé une conductance de 0,20 mho. D'après les courbes ainsi obtenues, l'auteur a tracé la courbe des conductances que présenteraient, dans les mêmes conditions, différentes longueurs d'un conducteur cylindrique de 100 centimètres de diamètre. Sur cette courbe on voit, par exemple, qu'un conducteur cylindrique vertical de 80 mètres de hauteur et de 100 centimètres de diamètre placé au-dessus d'un disque de dimensions correspondantes et entièrement immergé dans la même solution de sulfate de cuivre, présenterait une conductance de 108,8 mhos.

La résistivité de la solution fut mesurée de deux manières : en premier lieu en remplissant un tube de verre de $23^{cm},5$ de longueur et de $1^{cm},129$ de diamètre intérieur moyen et en fermant les bouts au moyen de bouchons de caoutchouc munis d'électrodes en cuivre, puis en mesurant la résistance au pont de Wheatstone : en second lieu en suspendant dans la solution une sphère de laiton cuivré de $0^{cm},95$ de rayon, placée dans le bassin à une hauteur déterminée au-dessus du disque, et en mesurant la résistance entre la sphère et le disque au moyen d'un pont de Wheatstone. Ces deux méthodes donnèrent des résultats concordants, et l'on trouva $\rho = 99$ ohms-centimètres.

Le tableau I indique les valeurs comparatives de la capacité d'un cylindre vertical de différentes longueurs calculées d'après la formule (11) ou bien déterminées d'après les conductances trouvées. La première colonne indique la hauteur du cylindre ; la quatrième donne la capacité du cylindre d'après la formule (4) ; la cinquième colonne donne la capacité du cylindre déduite des longueurs de conductance ; la dernière colonne donne le rapport de ces deux capacités.

TABLEAU I

Capacité d'un cylindre vertical placé dans l'air, au-dessus de la terre, calculée d'après la formule relative à l'ellipsoïde et déterminée d'après les valeurs de la conductance. — Diamètre du cylindre 100 cm.

HAUTEUR du CYLINDRE l	$\frac{l}{d}$	$\frac{l}{r}$	CAPACITÉ de L'ELLIPSOIDE c	CAPACITÉ d'après la CONDUCTANCE c'	RAPPORT $\frac{c'}{c}$
cm.			abstatfarads.	abstatfarads.	
8 000	80	160	788,0	857,8	1,089
7 000	70	140	708,3	775,8	1,095
6 000	60	120	626,4	696,2	1,111
5 000	50	100	542,8	615,0	1,133
4 000	40	80	456,4	529,8	1,161
3 000	30	60	366,4	436,0	1,190
2 000	20	40	271,0	333,5	1,230
1 000	10	20	166,9	217,6	1,304

Il est évident que le modèle à conductance doit conduire à des valeurs de la capacité plus élevées que celles obtenues au moyen de la formule relative à l'ellipsoïde, car la capacité du cylindre doit être plus grande à proximité de la terre que dans l'espace libre. D'après les mesures, on voit que la capacité d'un cylindre ayant 80 diamètres de hauteur n'est que 8,9 fois plus grande auprès de la terre que dans l'espace libre, et que, même si sa hauteur est réduite à 10 diamètres, sa capacité est seulement de 30 % plus grande à proximité de la terre que dans l'espace libre.

Les mesures de conductance dans le cas dont il s'agit ne présentent pas un grand degré de précision pour plusieurs raisons. D'abord, les dimensions du disque de cuivre placé au fond du bassin étaient trop faibles pour représenter l'effet d'un plan indéfini ; la conductance et les capacités qui s'en déduisent sont un peu trop faibles, particulièrement pour de grandes longueurs de fil. Ensuite, il est difficile d'éviter les erreurs dans la mesure d'une résistance contenant une force contre-électromotrice de polarisation, même quand opère par une méthode de zéro. Néanmoins, les résultats obtenus peuvent être très intéressants.

En employant une électrode d'exploration, formée d'un fil de cuivre scellé dans un tube de verre, et en modifiant la position de cette électrode relativement au fil immergé, on peut déterminer la distribution du potentiel dans le cylindre.

R. V.

Interrupteur rotatif pour les mesures de capacité. — **F. Kurlbaum** et **W. Jaeger.** — *Zeitschrift fur Instrumentenkunde.*

Les auteurs ont employé, pour les mesures absolues de capacité, un interrupteur rotatif basé sur le principe du sécohmmètre et établi pour de grands nombres de ruptures par seconde. Tandis que dans des appareils analogues, on a utilisé deux ou quatre contacts. le sécohmmètre des auteurs est muni de 30 contacts qui permettent d'obtenir un nombre de ruptures extrêmement élevé, atteignant 1 100 par seconde.

L'interrupteur rotatif comprend deux disques en laiton séparés par un disque d'ébonite et portant sur leur bord des pièces d'ébonite disposées comme les lames d'un collecteur : ces pièces sont placées dans des logements fraisés sur les disques en laiton, auxquels elles sont fixées chacune par trois vis. Des ressorts de cuivre appuient sur le bord des disques et sont alternativement en contact avec les pièces isolantes d'ébonite ou avec les pièces métalliques faisant corps avec les disques. Deux autres balais frottant sur la partie contiennent des disques, et le circuit est alternativement rompu ou établi entre ces balais et ceux qui frottent sur le bord. L'appareil est entraîné par une petite courroie passant sur une petite poulie à gorge. Pour chaque tour du disque, le contact est rompu 30 fois.

Pour les mesures de capacité, il est nécessaire que la vitesse de rotation soit exactement constante, sans quoi l'aiguille du galvanomètre ne reste pas au repos. En faisant varier le nombre d'interruptions entre 80 et 1 120 par seconde, on a obtenu, dans des mesures de capacité d'un même condensateur, des chiffres concordant à 1/10000 près : le fonctionnement de l'appareil est donc très satisfaisant.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 16 Février 1907. 14e Année. — N° 7.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DU RÉCEPTEUR TÉLÉPHONIQUE

I. — RAPPEL DES ÉQUATIONS DE MAXWELL

Considérons un système de n circuits parcourus par des courants d'intensité $i_1, i_2, \ldots, i_n$, dont les positions dans l'espace dépendent de n paramètres $x_1, x_2, \ldots, x_n$.

Nous introduirons dans les calculs les vitesses de déplacement de ces circuits

$$x'_k = \frac{dx_k}{dt},$$

et les quantités d'électricité transportées par ces courants

$$q_k = \int i_k dt.$$

Soit T la force vive mécanique du système qui dépend des variables x et x'; soit T' son énergie électrodynamique qui ne dépend que de la position des circuits et de l'intensité des courants, c'est-à-dire des variables x et i; soit U l'énergie potentielle mécanique du système qui ne dépend que des variables x; et enfin soit U' l'énergie électrostatique qui dépend des charges électriques q et des variables x.

Posons

$$H = T + T' - U - U'$$

et imaginons que le système soit soumis à deux groupes de forces extérieures: les unes Φ sont des forces motrices, les autres F sont des forces de frottement; on peut les considérer comme définies par l'expression même de leur travail virtuel, savoir:

$$\Sigma(\Phi_k - F_k)\delta x_k.$$

Dans ces conditions on sait que les équations de Lagrange appliquées à ce système mécanique sont de la forme

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H}{\partial x'_k}\right) - \frac{\partial H}{\partial x_k} = \Phi_k - F_k.$$

La même fonction H différentiée par rapport aux variables i et q donnera le groupe d'équations

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H}{\partial i_k}\right) - \frac{\partial H}{\partial q_k} = E_k - R_k i_k$$

E_k désignant la force électromotrice totale placée dans le circuit et R_k la résistance ; on peut en effet considérer l'expression

$$\Sigma(E_k - R_k i_k)\delta i_k$$

comme représentant le travail virtuel des forces électriques, dont les unes E produiraient un travail moteur et les autres, Ri, un travail résistant analogue au frottement.

Ce sont là les équations établies par Maxwell dans l'hypothèse où il n'y aurait que des courants et pas d'aimants.

Généralisation des équations de Maxwell. — Nous allons généraliser ces équations et montrer qu'elles subsistent lorsque le système comprend des aimants permanents ou non.

Nous considérons en effet les aimants comme des circuits infiniment petits dans lesquels circulent les courants qui produisent le champ magnétique. Ces circuits sont mobiles, et c'est précisément parce qu'ils tendent à s'orienter que les corps deviennent magnétiques.

Nous désignerons par j_1, j_2... les intensités de ces courants élémentaires et par y_1, y_2... les variables fixant leur position dans l'espace.

Nous supposerons ces circuits sans résistance, sans force électromotrice et sans capacité ; il faudra donc, dans les nouvelles équations, supposer

$$E_k = R_k = 0$$

et

$$\frac{dH}{dq_k} = 0$$

ce dernier terme provenant en effet de la capacité du circuit. En différentiant H par rapport à ces variables y et j on obtient deux nouveaux groupes d'équations.

Le troisième groupe d'équations de Maxwell est ici :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H}{\partial j_k}\right) = 0$$

ou

$$\frac{\partial H}{dj_k} = \text{constante} = p_k.$$

Quant au quatrième groupe d'équations il se simplifie également : en effet, nous supposerons ces circuits élémentaires sans masse ; par suite la quantité T qui entre ici dans l'expression de H et qui représente la force vive mécanique des circuits est nulle et comme c'est la seule des quantités entrant dans H, qui dépende des variables y', on en conclut que

$$\frac{\partial H}{\partial y'} = \frac{\partial T}{\partial y'} = 0.$$

D'autre part aucune force motrice n'agit sur ce système ; donc

$$\Phi_k = 0 ;$$

enfin, nous remarquerons que la force F_k n'est autre chose ici que l'hystérésis ; comme la perte d'énergie par hystérésis est toujours très faible, nous n'en tiendrons pas compte et nous poserons

$$F_k = 0.$$

S'il y a des aimants permanents nous supposerons que les circuits élémentaires sont fixes à l'intérieur de ces aimants.

Le quatrième groupe d'équations de Maxwell prend donc la forme

$$\frac{\partial H}{\partial y_k} = 0.$$

Posons maintenant :

$$H' = H - \Sigma p_k j_k.$$

La fonction H dépendait des variables x, x', y, y', i, q, j ; au contraire on peut supposer que H' ne contient plus ni les y ni les j ; il suffit de tirer ces variables des équations

$$\frac{\partial H}{\partial y_k} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial H}{\partial j_k} = p_k,$$

et de les exprimer en fonction de x, x', i, q. Il est alors facile de voir que les nouvelles équations en H' conservent la même forme que les équations en H.

En effet, soit α l'une quelconque des variables x, i, x', q. Calculons

$$\frac{dH'}{d\alpha};$$

H' dépend de α directement et par l'intermédiaire de j et de y qui ont été remplacées par des fonctions de α. Donc :

$$\frac{dH'}{d\alpha} = \frac{\partial H}{\partial \alpha} + \Sigma \frac{\partial H}{\partial y_k} \times \frac{dy_k}{d\alpha} + \Sigma \frac{\partial H}{\partial j_k} \times \frac{\partial j_k}{\partial \alpha} - \Sigma p_k \frac{dj_k}{d\alpha}.$$

Or :

$$\frac{\partial H}{\partial y_k} = 0, \quad \frac{\partial H}{\partial j_k} = p_k,$$

d'où

$$\frac{dH'}{d\alpha} = \frac{\partial H}{\partial \alpha},$$

d'où enfin les équations

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial x_k}\right) - \frac{\partial H'}{\partial x_k} = \Phi_k - F_k,$$
$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial i_k}\right) - \frac{\partial H'}{\partial q_k} = E_k - R_k i_k.$$

On est ainsi débarrassé des variables relatives aux circuits élémentaires.

Remarquons cependant que H était un polynôme du deuxième degré par rapport aux variables i, et que par rapport à ces mêmes variables il ne contenait que des termes du second degré et des termes indépendants. Au contraire H' est une fonction quelconque des i.

Equations des forces vives. — Posons

$$W = \Sigma x'_k \frac{\partial H'}{\partial x'_k} + \Sigma i_k \frac{\partial H'}{\partial i} - H'$$

et ajoutons les équations précédentes après avoir multiplié les premières par dx_k et les secondes par dq_k. Il vient, en remarquant que $dx_k = x'_k dt$ et que $dq_k = i_k dt$,

$$\Sigma x'_k d\left(\frac{\partial H'}{\partial x'_k}\right) - \Sigma \frac{\partial H'}{\partial x_k} dx_k + \Sigma i_k d\left(\frac{\partial H'}{di_k}\right) - \Sigma \frac{\partial H'}{\partial q_k} dq_k = \Sigma(\Phi_k - F_k)dx_k + \Sigma(E_k i_k - R_k i_k^2)dt.$$

On voit immédiatement que le premier membre de cette égalité n'est autre chose que dW.

Donc :

$$dW = \Sigma(\Phi_k - F_k)dx_k + \Sigma(E_k i_k - R_k i_k^2)dt.$$

Le deuxième membre est la somme des travaux des forces extérieures, des travaux des forces électromotrices et de la chaleur Joule dégagée.

Donc W représente bien l'énergie totale et la dernière équation écrite est bien l'équation généralisée des forces vives.

II. — APPLICATION DES ÉQUATIONS AU RÉCEPTEUR TÉLÉPHONIQUE

Soit x le déplacement du centre de la membrane, soit i l'intensité du courant circulant dans la bobine.

Déterminons la fonction H'. Nous supposerons qu'elle ne dépend pas de q, c'est-à-dire que nous négligerons les effets dus à la capacité.

La force vive du système est :

$$T = \frac{mx'^2}{2},$$

expression dans laquelle m ne désigne qu'une fraction de la masse de la membrane car x' représente la vitesse du centre, vitesse supérieure à celle que prennent tous les autres points de la membrane.

D'autre part H' est une fonction de i et de x, variables qui restent toujours très petites. On pourra donc remplacer H' par son développement en série par rapport aux puissances croissantes de i et de x, limité aux termes du deuxième degré. Le terme indépendant de i et de x ne nous intéresse pas, puisque H' ne figure dans les équations que par ses dérivées ; les termes du premier degré ont des coefficients nuls, car pour $i = 0$, le système est en équilibre électrique, et nous pouvons toujours supposer que lorsque les x sont nuls il est en équilibre mécanique ; par suite

$$\left(\frac{\partial H'}{di}\right)_{i=x=0} = \left(\frac{\partial H'}{\partial x}\right)_{i=x=0} = 0.$$

Enfin les termes du second degré sont de la forme

$$\frac{Li^2}{2} + M'xi - \frac{kx^2}{2}$$

expression dans laquelle L caractérise la self-induction de la bobine, et M' l'attraction exercée sur la plaque par la bobine lorsque celle-ci est traversée par un courant i.

Ce coefficient s'annulerait si l'électro-aimant au repos n'était pas aimanté, et il est proportionnel au champ de l'aimant permanent : on peut s'en rendre compte facilement, en remarquant que l'énergie électrodynamique du système peut se mettre, à un facteur constant près, sous la forme

$$\int (H_0 + H_i)^2 dv$$

en désignant par H_0 le champ créé par l'aimant permanent et par H_i le champ créé par le courant i, et étendant le signe $\int$ à l'ensemble du système.

Dans cette nouvelle expression, le terme qui correspondrait à $M'xi$ serait celui qui serait du premier degré par rapport à i, c'est-à-dire, $\int H_0 H_i dv$, expression qui serait bien nulle si $H_0 = o$, c'est-à-dire s'il n'y avait pas d'aimant permanent.

Quant au coefficient k, il dépend essentiellement des forces qui agissent sur la plaque lorsqu'aucun courant ne passe dans la bobine, forces qui dépendent du magnétisme rémanent des noyaux ainsi que de l'élasticité de la plaque et par conséquent du mode d'encastrement des bords.

Nous verrons un peu plus loin que ce coefficient k est positif.

Donc finalement la fonction H' est de la forme :

$$H' = \frac{mx'^2}{2} + \frac{Li^2}{2} + M'xi - \frac{kx^2}{2}.$$

D'après ce que nous avons dit, l'équation de Lagrange relative au système mécanique sera :

$$mx'' - M'i + kx = \Phi - Fx' ;$$

Φ est ici une force motrice quelconque agissant sur la plaque. Cette force est nulle si l'appareil est récepteur ; elle représente la force due à la pression de l'air s'il s'agit d'un transmetteur.

Quant au frottement nous admettrons qu'il est proportionnel à la vitesse ; il est d'ailleurs très faible. Pour être rigoureux il faudrait y ajouter la force antagoniste due aux courants de Foucault, qui prennent naissance dans la membrane métallique. Nous les négligerons pour le moment et nous étudierons plus loin leur influence.

L'équation de Lagrange appliquée au système électrique est

$$Li' + M'x' = E - Ri$$

en posant

$$i' = \frac{di}{dt};$$

E représente la force électromotrice aux bornes du téléphone ; c'est une fonction connue du temps.

Finalement, il faut intégrer le système :

$$\begin{cases} mx'' + Fx' + kx - M'i = \Phi \\ M'x' + Li' + Ri = E. \end{cases}$$

Intégration du système. — Ces équations sont linéaires à coefficients constants et du second ordre.

Considérons d'abord l'équation type de la forme

$$ay'' + 2by' + cy = F$$

a, b, c étant des constantes et F une fonction connue du temps.

On sait que, si $F = o$,

l'équation

$$ay'' + 2by' + cy = o$$

admet une solution particulière de la forme

$$y = e^{\omega t}$$

ω étant une racine de l'équation

$$a\omega^2 + 2b\omega + c = o.$$



Soit

$$\omega = \alpha + \beta\sqrt{-1}$$

nous dirons dans le cas actuel, où il n'y a pas de second membre, que ω représente la période propre de l'appareil. On sait que dans ce cas β caractérise la période d'oscillation propre de l'appareil et α, l'amortissement de cette oscillation.

Supposons maintenant que l'équation ait un second membre de la forme

$$F = e^{\omega t}.$$

L'équation admet la solution :

$$y = \frac{e^{\omega t}}{a\omega^2 + 2b\omega + c}.$$

Si F est une fonction périodique quelconque, elle peut se mettre sous la forme :

$$F = \Sigma A e^{\omega t}$$

les ω étant alors des imaginaires pures, d'où

$$y = \sum \frac{A e^{\omega t}}{a\omega^2 + 2b\omega + c}.$$

Dans le cas actuel il faut que l'appareil rende un son non altéré et aussi intense que possible. Mathématiquement cela revient à comparer la fonction y, qui représente les vibrations de l'appareil à la fonction F qui représente la cause extérieure produisant les vibrations.

Le rapport est

$$\frac{y}{F} = \frac{1}{a\omega^2 + 2b\omega + c}.$$

Ce rapport est imaginaire puisque ω l'est.

Son module est le rapport des modules de y et de F, c'est-à-dire le rapport des amplitudes des oscillations de y et de F ; son argument qui est la différence des arguments de y et de F représente la différence de phase de y et de F ; tout ceci se voit immédiatement en appliquant aux fonctions périodiques les représentations par vecteurs et les calculs des imaginaires.

Donc, pour que le son soit aussi intense que possible, il faut que le module de l'expression précédente soit aussi grand que possible ; pour que le son ne soit pas altéré, il faut que, ω variant dans les limites de la voix humaine, le rapport précédent varie aussi peu que possible. On peut facilement voir que ces deux conditions sont contradictoires : en effet, pour satisfaire à la première, il faudrait que le dénominateur fût très petit, c'est-à-dire que

$$a\omega^2 + 2b\omega + c$$

fût voisin de o. Si ce polynôme était nul, il y aurait résonance et l'intensité serait maximum. Pour ω voisin de cette période propre de l'appareil, le rapport serait très grand, mais il varierait très rapidement, et on aurait une grande altération dans les sons rendus par l'appareil ; cette altération proviendrait de deux causes : des variations du module qui peuvent amener l'affaiblissement ou le renforcement de certains harmoniques et des variations de l'argument qui correspondent à des variations dans le décalage des harmoniques.

On peut construire une courbe de résonance, en prenant pour abscisse ωi qui est réel et pour ordonnée :

$$\left|\frac{y}{F}\right| = \left|\frac{1}{a\omega^2 + 2b\omega + c}\right|.$$

Si $b = 0$ la résonance a lieu pour la valeur de ω qui satisfait à l'équation

$$a\omega^2 + c = 0.$$



La courbe présente une asymptote verticale (fig. 1).

Si $b \neq 0$, il n'y a aucune valeur réelle de ωi qui annule $a\omega^2 + 2b\omega + c$; lorsque b augmente la courbe s'aplatit (fig. 2) ; le son s'altère de moins en moins, mais l'intensité diminue.

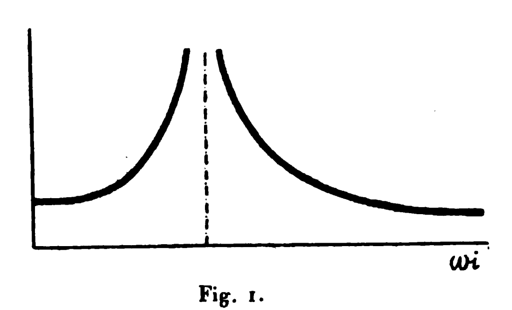


Fig. 1.

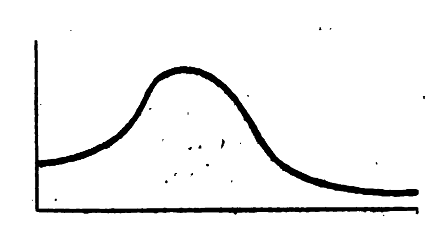


Fig. 2.

Tout ce que nous avons dit s'applique à une solution particulière de l'équation différentielle et est valable lorsque le régime est établi. Il y a une période variable pendant laquelle le phénomène s'établit, et qu'il est nécessaire d'étudier.

La solution générale de l'équation est

$$y = \sum \frac{Ae^{\omega t}}{a\omega^2 + 2b\omega + c} + B_0 e^{\omega_0 t} + B_1 e^{\omega_1 t}$$

ω_0 et ω_1 étant les racines de l'équation

$$a\omega^2 + 2b\omega + c = 0$$

B_0 et B_1 étant deux constantes qu'on détermine en écrivant qu'à l'instant initial on a

$$y = y' = 0.$$

Ces termes en B_0 et B_1 constituent des sons nuisibles qui disparaissent par amortissement, car ω_0 et ω_1 ne sont pas des imaginaires pures ; à ce point de vue encore, il y a intérêt à avoir un amortissement important, c'est-à-dire une grande valeur pour b.

Ceci posé, revenons à nos équations de Lagrange.

Faisons

$$E = \Phi = 0.$$

Si nous prenons pour x et i des fonctions de la forme $e^{\omega t}$, nos équations pourront s'écrire :

$$\begin{cases} x(m\omega^2 + E\omega + k) - M'i = 0 \\ M'\omega x + (L\omega + R)i = 0 \end{cases}$$

et par suite ω satisfait à l'équation :

$$(m\omega^2 + F\omega + K)(L\omega + R) - M'^2\omega = 0.$$

Pour que le mouvement soit un mouvement vibratoire, se faisant au voisinage d'une position d'équilibre stable, il faut que la partie réelle des racines de cette équation soit négative ; sans quoi les solutions comprendraient des exponentielles à exposant positif et, sans aucune force extérieure, x croîtrait indéfiniment. Ceci exige $k > 0$; en effet, comme le terme en ω^3 a pour coefficient $mL > 0$, et comme l'équation a une ou trois racines réelles qui doivent être négatives d'après ce qu'on a dit, on en conclut que le terme indépendant de ω doit être positif. Donc

$$KR > 0$$

et par suite

$$K > 0.$$

Donc tous les coefficients sont positifs, et l'équation a trois racines réelles négatives, ou



une racine réelle négative et deux racines imaginaires dont les parties réelles sont certainement négatives.

Ces cas peuvent d'ailleurs se présenter l'un et l'autre.

III. — APPLICATION DES ÉQUATIONS AU CAS DE DEUX APPAREILS

a) *Appareils identiques.* — Nous supposerons deux appareils semblables, par exemple deux appareils Bell réunis entre eux par une ligne très courte dont on puisse négliger la résistance et la self-induction.

Nous avons maintenant trois variables, savoir :

L'intensité du courant i;

Les déplacements des deux membranes x et x_1.

La fonction H′ relative à ce système est :

$$H' = \frac{m}{2}(x'^2 + x_1'^2) + Li^2 + M'i(x + x_1) - \frac{k}{2}(x^2 + x_1^2)$$

d'où on tire les trois équations :

$$mx'' + Fx' + kx - M'i = \Phi$$
$$mx_1'' + Fx_1' + kx - M'i = \Phi_1$$
$$M'(x' + x_1') + 2Li' + 2Ri = E.$$

Nous supposerons d'ailleurs $E = 0$, car il n'y a pas de force électromotrice dans le circuit,

$$\Phi = 0 \quad \text{et} \quad \Phi_1 \neq 0.$$

En effet aucune force mécanique n'agit sur le récepteur ; au contraire le transmetteur est soumis à la pression variable de l'air par suite des sons émis par la personne qui parle devant la plaque.

Pour trouver la période propre du système, il suffit de considérer les équations sans second membre et de supposer toutes les variables proportionnelles à $e^{\omega t}$, ce qui donne :

$$\begin{cases} (m\omega^2 + F\omega + k)x - M'i = 0 \\ (m\omega^2 + F\omega + k)x_1 - M'i = 0 \\ (2(L\omega + R)i + M'\omega(x + x_1) = 0 \end{cases}$$

d'où on tire d'abord

$$x = x_1$$

et en éliminant x et i entre les deux dernières, il vient :

$$(m\omega^2 + F\omega + k)(L\omega + R) + M'\omega'' = 0.$$

Les périodes propres sont donc les mêmes que celles des appareils considérés séparément.

b) *Téléphone et microphone.* — Appelons :

L la self du secondaire comprenant la self du récepteur et de l'enroulement secondaire du microphone ;

M le coefficient d'induction mutuelle du primaire et du secondaire du microphone ;

N la self du primaire du microphone, le secondaire étant ouvert ;

R la résistance totale de la ligne, du récepteur et du secondaire du microphone ;

R_1 la résistance du primaire, variable;



S la valeur moyenne de la résistance R_1 de sorte que $R_1 = S + r$, r variant suivant les vibrations de la plaque,

i le courant de la ligne ;

J courant dans le primaire, variable ;

J_0 valeur de J lorsque la plaque est au repos, de sorte que $J = J_0 + j$.

Nous supposerons en outre r et j très petits par rapport à S et à J_0.

On a :

$$H' = \frac{mx'^2}{2} + \frac{Li^2}{2} + MiJ + \frac{NJ^2}{2} + M'ix - \frac{Kx^2}{2}$$

expression analogue à celle qui a été trouvée pour un seul récepteur téléphonique, sauf que

$$\frac{Li^2}{2}$$

est remplacé par

$$\frac{Li^2}{2} + MiJ + \frac{NJ^2}{2}.$$

Les équations de Maxwell sont :

$$mx'' + Kx - Mi = - Fx \qquad (1)$$

car dans cet exemple $\Phi = 0$,

$$Li + M'x' + Mj' = Ri \qquad (2)$$

en remarquant que $j' = J'$ et en observant que dans le secondaire $E = 0$.

Enfin

$$Mi + Nj' = E - SJ_0 - Sj - rJ_0 \qquad (3)$$

car ici $E \neq 0$, puisqu'on dérive par rapport à la variable j, courant du primaire; on a fait le produit R_1J et on a négligé le terme jr devant les autres.

Remarquons qu'au repos on a dans le primaire du microphone

$$E = SJ_0;$$

par suite l'équation précédente s'écrit

$$Mi + Nj = - Sj - rJ_0.$$

On a ainsi le système d'équations :

$$\begin{cases} mx'' + Fx' + Kx - M'i = 0, \\ M'x' + Li' + Ri + Mj' = 0, \\ Mi + Nj + Sj = rJ_0. \end{cases}$$

Comme précédemment, on trouve la période propre du système en considérant les équations sans second membre et supposant les trois fonctions proportionnelles à $e^{\omega t}$.

On obtient les trois équations :

$$\begin{cases} (m\omega^2 + F\omega + K)x - M'i = 0, \\ M'\omega + (L\omega + R)i + M\omega j = 0, \\ M\omega i + (N\omega + S)i = 0. \end{cases}$$

L'équation donnant les périodes propres de l'appareil est :

$$\begin{vmatrix} m\omega^2 + F\omega + K & -M & 0 \\ M'\omega & L\omega R & M\omega \\ 0 & M\omega & N\omega + S \end{vmatrix} = C$$

ou

$$(m\omega^2 + F\omega + K)[(L\omega + R)(N\omega + S) - M^2\omega^2] + M'^2\omega(N\omega + S) = 0. \qquad (1)$$

Comme précédemment, pour que le mouvement soit périodique et reste infiniment voisin de la position d'équilibre du système, il faut et il suffit que la partie réelle des racines de cette équation soit négative. Cela exige $K > 0$.

En effet le coefficient du terme ω^4 est $m(LN - M^2)$.

Ce coefficient est positif, on peut dire par exemple que l'énergie électromagnétique est:

$$\mathcal{T} = \frac{1}{2} Li^2 + MiJ + \frac{1}{2} NJ^2.$$

Par définition ce trinôme du deuxième degré à deux variables conserve un signe constant, d'où :

$$LN - M^2 > 0.$$

On peut aussi remarquer que L étant la self du système entier se compose de deux termes:

$$L = L' + L'',$$

L' étant la self de la ligne et du récepteur, L'' étant celle du secondaire du transmetteur.

Or la théorie des transformateurs indique que la quantité

$$L''N - M^2 > 0,$$

l'égalité ayant lieu quand le transformateur est parfait et ne présente aucune fuite magnétique; donc certainement

$$LN - M^2 > 0.$$

Ceci posé pour que les racines réelles de l'équation soient négatives il faut que le terme indépendant de ω soit positif :

$$KRS > 0,$$

d'où

$$K > 0.$$

Cette condition est d'ailleurs suffisante, car tous les coefficients étant positifs, si l'équation admet des racines réelles, elles ne peuvent être que négatives. Je dis d'ailleurs que cette équation a toujours des racines réelles :

Substituons en effet $-\frac{S}{N}$ dans le premier membre.

Le résultat est

$$[-M^2\omega^2(m\omega^2 + F\omega + K)]_{\omega = -\frac{S}{N}}$$

Si l'équation

$$m\omega^2 + F\omega + K = 0$$

a ses racines imaginaires, ou si elles sont réelles et que $-\frac{S}{N}$ soit extérieur à leur intervalle, le résultat de la substitution est négatif, et dans ce cas l'équation a au moins deux racines réelles.

Si, au contraire, l'équation

$$m\omega^2 + F\omega + K = 0 \qquad (2)$$

a ses racines réelles, l'une supérieure, l'autre inférieure à $-\frac{S}{N}$, cette substitution ne donne aucun renseignement; mais alors, substituons dans notre équation primitive (1) les racines de cette équation (2), racines certainement négatives puisque tous les coefficients de cette équation sont positifs. Le résultat de ces substitutions est

$$M'^2\omega(N\omega + S).$$



Le premier facteur est négatif d'après ce qu'on vient de dire ; quant au deuxième, il donne deux résultats de signe contraire puisque $-\frac{S}{N}$ est compris entre les deux racines de l'équation (2). Donc, dans ce cas encore il y a au moins deux racines réelles.

Il peut d'ailleurs y avoir soit deux, soit quatre racines réelles ; par exemple si M = o l'équation devient :

$$(M\omega^2 + F\omega + K)(L\omega + R)(N\omega + S) = 0$$

et cette équation a deux ou quatre racines réelles suivant que les deux racines de

$$m\omega^2 + F'\omega + K = 0$$

sont imaginaires ou réelles.

Je dis enfin que si K > o, les racines imaginaires de l'équation (1) ont leur partie réelle négative.

Nous avons vu précédemment en effet l'expression de l'énergie totale du système :

$$W = \Sigma x' \frac{\partial H'}{\partial x'} + \Sigma i \frac{\partial H'}{\partial i} - H.$$

Dans le calcul actuel

$$H' = \frac{mx'^2}{2} + \frac{Li^2}{2} + MiJ + \frac{NJ^2}{2} + Mix - \frac{Kx^2}{2}$$

et :

$$W = x' \frac{\partial H'}{\partial x'} + i \frac{\partial H'}{\partial i} + J \frac{\partial H'}{\partial J} - H' = \frac{mx'^2}{2} + \frac{Li^2}{2} + MiJ + \frac{NJ^2}{2} + \frac{Kx^2}{2};$$

on a vu également que :

$$dW = \Sigma(\Phi_k - F_k)dx_k + \Sigma(F_k i_k - R_k i_k^2)dt.$$

Comme nous étudions les oscillations propres du système, on suppose dans les équations :

$$\Phi = E = 0,$$

d'où

$$dW = F_k dx_k - Ri^2 dt - SJ^2 < 0.$$

Ceci posé, si l'équation en ω avait une racine de la forme

$$\omega = \alpha + \beta\sqrt{-1}$$

avec $\alpha > 0$ les fonctions x, i, J seraient proportionnelles à

$$e^{(\alpha + \beta\sqrt{-1})t}.$$

L'équation en ω ayant ses coefficients réels admettrait aussi la solution conjuguée

$$\alpha - \beta\sqrt{-1},$$

et les fonctions x, i, J seraient de la forme

$$e^{\alpha t}(\lambda \cos \beta t + \mu \sin \beta t),$$

λ et μ étant deux constantes.

En substituant dans W, il viendrait

$$W = e^{2\alpha t}(A \cos^2 \beta t + 2\beta \sin \beta t \cos \beta t + C \sin^2 \beta t).$$

La fonction entre parenthèses est périodique et ne peut s'annuler. Donc à des intervalles de temps d'une période, W augmenterait si on avait $\alpha > 0$.

Or, cela est impossible puisqu'on vient de voir que $dW < 0$.

Donc il est certain que l'on a $\alpha < 0$.

Ayant ainsi étudié le système sans second membre, revenons au système complet.

Il faut alors faire une hypothèse sur la résistance variable r ; nous la supposerons périodique et nous poserons

$$rJ_0 = Ae^{\omega t},$$

ω étant une imaginaire pure ; nous admettons ainsi que r varie comme le son qui produit cette variation, et que celui-ci n'est pas amorti. Il faut alors étudier le phénomène pendant le régime et pendant la période variable.

Pour la période de régime, on sait que x, i, j sont proportionnels à $e^{\omega t}$, ω étant l'exposant qui figure dans la valeur rJ_0.

On aura donc le système :

$$\left\{\begin{array}{l} x(m\omega^2 + F\omega + K) - M'i = 0, \\ M'\omega x + (L\omega + R)i + M\omega j = 0, \\ M\omega i + (N\omega + S)j = -rJ_0. \end{array}\right.$$

Tirons la valeur de x de ce système. On a

$$\frac{x}{rJ_0} = \frac{P(\omega)}{Q(\omega)}.$$

Le dénominateur $Q(\omega)$ est le déterminant formé par les coefficients des inconnues : c'est le premier membre de l'équation du quatrième degré trouvée antérieurement.

Cherchons à calculer $P(\omega)$.

C'est un polynôme en ω : cherchons le coefficient du terme de plus haut degré en ω. Il suffit de supposer ω infiniment grand ; la première équation se réduit à :

$$m\omega^2 x - M'i = 0.$$

Donc $\frac{x}{i}$ tend vers o et x est négligeable devant i.

Par suite les deux dernières équations se réduisent à

$$Li + Mj = 0$$
$$(Mi + Nj)\omega = -rJ_0.$$

On tire immédiatement de ces trois équations :

$$\frac{x}{rJ_0} = \frac{MM'}{m(LN - M^2)\omega^3}.$$

D'ailleurs pour ω infini le polynôme $Q(\omega)$ se réduit à

$$Q(\omega) = m(LN - M^2)\omega^4$$

d'où on conclut que pour ω infini, $P(\omega)$ se réduit à :

$$P(\omega) = MM'\omega$$

ce qui prouve que ce polynôme est du premier degré en ω, et que le coefficient du terme en ω est MM'.

Pour trouver le terme indépendant de ω, supposons ω infiniment petit.

La première équation se réduit à :

$$K(\omega) = M'i$$

x et i sont donc des infiniment petits du même ordre, et la deuxième équation devient :

$$Ri + M\omega j = 0$$

ce qui montre que i est infiniment petit devant j.

La troisième devient alors

$$Sj = rJ_0$$

et on conclut facilement de ce qui précède que $\frac{x}{rJ_0}$ tend vers o avec ω.



Donc $P(\omega)$ n'a pas de terme indépendant et

$$\frac{x}{rJ_o} = \frac{MM'\omega}{Q(\omega)}.$$

Cette égalité permet de construire la courbe de résonance : comme on l'a vu précédemment, il faut porter en abscisses les valeurs de $|\omega|$ et en ordonnées le rapport entre l'amplitude des vibrations de la plaque et l'amplitude de l'oscillation qui les produit, c'est-à-dire

$$\left|\frac{x}{rJ_o}\right|.$$

Pour que le son ne soit pas altéré il faut que le module de cette expression reste sensiblement constant; pour que le son soit intense, il faut que ce module soit aussi grand que possible.

On a déjà vu que ces deux qualités étaient incompatibles ; on peut s'en rendre compte ici au moyen de la représentation géométrique des imaginaires (fig. 3).

Plaçons-nous dans le cas où l'équation caractéristique aurait deux racines réelles et deux racines imaginaires conjuguées ; soient ω_1, ω_2, ω_3, ω_4 les quatre racines.

Soit ω la période du son, variable dans les limites de la voix, et qui est représentée par une imaginaire pure.

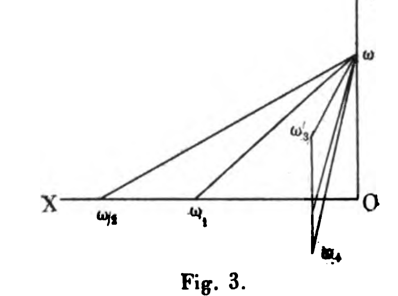


Fig. 3.

Le module de l'expression $\frac{x}{rJ_o}$ est proportionnel au quotient

$$\frac{\overline{O\omega}}{\overline{\omega\omega_1} + \overline{\omega\omega_2} + \overline{\omega\omega_3} + \overline{\omega\omega_4}}.$$

Si l'amortissement était trop fort, c'est-à-dire si les quatre racines étaient éloignées vers la gauche de l'axe *oy*, l'expression précédente varierait peu avec ω, mais le dénominateur serait grand et les sons seraient peu intenses. Si au contraire l'amortissement était faible, les racines se rapprocheraient de *oy* ; le dénominateur diminuerait ce qui augmenterait l'expression de l'intensité ; mais les variations de ce dénominateur seraient très rapides et les sons seraient altérés. La solution la plus avantageuse paraît être de rejeter ω_1 et ω_2 vers la gauche et de prendre ω_3 et ω_4 assez haut dans les sons aigus, mais non loin de *oy* ; de cette façon le dénominateur n'est pas trop grand et il varie assez lentement pour les valeurs moyennes de ω.

Tout ce que nous venons de dire s'applique à une solution particulière de l'équation, savoir :

$$\frac{x}{rJ_o} = \frac{MM'\omega}{Q(\omega)}$$

d'où

$$x = \frac{MM'\omega}{Q(\omega)} Ae^{\omega t}.$$

On sait qu'en réalité le phénomène présente une période variable ; le son commence à l'instant $t = o$ et à partir de ce moment on a :

$$rJ_o = Ae^{\omega t}$$

ou plus généralement

$$rJ_o = \Sigma Ae^{\omega t}.$$

Pour étudier la période variable il faut connaître la solution générale de l'équation différentielle en x.

Cette solution est de la forme :

$$x = \sum \frac{MM'\omega}{Q(\omega)} A e^{\omega t} + \Sigma B_k e^{\omega_k t}$$

le premier signe Σ s'étendant à tous les termes dont se compose l'expression de rJ_o, et le deuxième signe Σ s'appliquant aux quatre racines de l'équation caractéristique, qui définit les périodes propres du système.

On détermine les constantes B en écrivant que, pour $t = o$, on a

$$x = x' = i = j = o.$$

On sait qu'il y a intérêt à ce que ces termes parasites disparaissent le plus vite possible, et cela dépend de l'amortissement.

(A suivre.) H. Poincaré.

L'ÉLECTROLYSE DES MÉLANGES

Nature des composés chimiques dans une solution aqueuse. — Phénomène de l'Hydrolyse. — On a vu précédemment, dans le phénomène de l'électrolyse, le rôle spécial de l'eau comme diélectrique. Mais l'eau joue en même temps un rôle chimique des plus importants : elle réagit avec les anhydrides d'acides pour donner naissance à des acides, avec les anhydrides basiques pour former des bases. De plus, en « *vaporisant* » pour ainsi dire les corps dans le phénomène de la dissolution, elle permet à chacun d'eux d'exercer une pression osmotique déterminée, et donne ainsi lieu à la production d'un état d'équilibre chimique entre ces différents corps et leurs composés possibles, soit en entraînant une réaction limitée entre deux ou plusieurs corps composants, soit en dissociant, c'est-à-dire en décomposant partiellement, un composé tout formé. Cette décomposition des sels par l'eau constitue le phénomène de l'hydrolyse.

Puisque c'est une dissociation, les lois de l'équilibre chimique [1] sont donc applicables à ce phénomène de l'hydrolyse, et la nature des composés chimiques, et leur proportion dans la solution sont par suite données par l'application de la formule générale de l'équilibre chimique, à température constante :

$$\log \frac{p^n p'^{n'} \cdots}{p''^{n''} \cdots} = \text{constante} = k.$$

De même, l'influence de la température sur le déplacement de l'équilibre est donnée par la relation générale :

$$\frac{dk}{dT} = \frac{Q}{2T^2}.$$

L'ensemble de ces deux relations montre qu'une élévation de température déplace la réaction dans le sens endothermique, et inversement qu'un abaissement de température déplace la réaction dans son sens exothermique : c'est le principe bien connu de l'action et de la réaction.

(1) Voir l'*Eclairage Electrique*, t. XXXIV, 31 janvier 1903, p. 152.

On sait, d'autre part, par l'étude de l'équilibre chimique, que les réactions très exothermiques ont une limite très voisine de la réaction totale. Il en résulte que le phénomène de l'hydrolyse sera inappréciable avec les sels d'acides énergiques et de bases fortes, mais sera, au coutraire, particulièrement manifeste avec les sels d'acides et de bases faibles.

Quelques exemples suffiront à éclairer cette question, mais ce qu'il y a lieu de retenir, c'est que la solution aqueuse d'un sel neutre contient en même temps une fraction plus ou moins grande d'acide libre et une fraction équivalente de base libre, indépendamment du sel neutre, la base, l'acide et le sel neutre étant en état d'équilibre chimique.

L'eau n'agit pas seulement comme simple dissolvant, mais intervient dans la réaction, car c'est elle qui permet aux radicaux de la décomposition du sel neutre de constituer un acide et une base.

I. *Acides forts et bases fortes.* — L'hydrolyse des sels d'acides forts et de bases fortes est très peu marquée : la dilution ne modifie guère, en effet, la chaleur de réaction.

II. *Acides forts et bases faibles.* — On peut manifester la décomposition réelle d'un sel ammoniacal dissous dans l'eau en acide et ammoniaque libre, en faisant barboter longtemps un courant d'air dans la solution : on reconnaît, en effet, que cette solution devient alors acide, et on constate de l'ammoniaque libre entraînée par le courant d'air.

III. *Acides faibles et bases fortes.*— La décomposition de ces sels par l'eau est très manifeste, comme dans le cas précédent. C'est ainsi que les sulfures alcalins étendus contiennent de l'alcali libre. Il en est de même des borates alcalins. On sait enfin combien les stéarates et margarates alcalins (savons) sont facilement décomposés en sels acides et bases libres. Les carbonates alcalins eux-mêmes éprouvent une hydrolyse marquée : les indicateurs colorés n'ont pas un virage très net avec l'acide carbonique et un alcali caustique.

IV. *Acides faibles et bases faibles.* — C'est dans ces sels surtout que, conformément aux lois de l'équilibre chimique, l'hydrolyse est le plus prononcé. C'est ainsi qu'une solution de carbonate neutre d'ammoniaque contient en réalité du carbonate neutre d'ammoniaque et en proportion notable de l'alcali libre et de l'acide carbonique libre ou à l'état de bicarbonate. Il en est de même d'une solution de borate d'ammoniaque, et cette hydrolyse est assez importante pour se manifester franchement dans des mesures calorimétriques de chaleur de réaction, de telle sorte que l'on peut apprécier ainsi la valeur de cette décomposition du sel par l'eau : elle serait d'environ 33 pour 100 pour un équivalent de carbonate d'ammoniaque dissous dans 110 équivalents d'eau (1).

V. *Précipitation d'oxysels par l'eau.* — Enfin, le phénomène de l'hydrolyse se manifeste visiblement avec production d'un précipité pour un certain nombre de solutions salines, notamment à base de mercure, bismuth et antimoine.

On sait, en effet, qu'en dissolvant du sulfate neutre de mercure dans l'eau, ce sel se décompose partiellement pour donner de l'acide sulfurique *libre* et un sulfate basique de mercure qui se précipite. En dissolvant du sulfate neutre de mercure non plus dans de l'eau pure, mais dans de l'eau sulfurisée, contenant au moins 67 grammes d'acide SO^4H^2 par litre à 12° C., il n'y a plus précipitation du sel basique.

Le même phénomène se reproduit avec les sels de bismuth et d'antimoine.

La décomposition par l'eau de l'azotate de bismuth, par exemple, est limitée à froid par la présence de 87 grammes d'acide AzO^3H par litre ; — celle du chlorure d'antimoine, par la présence de 159 grammes d'acide chlorhydrique par litre.

En un mot, la dissolution d'un sel dans l'eau s'accompagne toujours de la décomposition

(1) Berthelot, *Annales de Chimie et de Physique*, t. XXIX, p. 433.

•••



partielle de ce sel, suivant les lois de l'Équilibre chimique, et cette hydrolyse est par suite d'autant plus prononcée que le caractère thermique de la réaction de formation du sel dissous est plus faible.

Nature des ions dans l'électrolyte. — Les lois de l'équilibre chimique nous ont permis de montrer dans la solution aqueuse d'un sel neutre la présence d'un peu d'acide et de base libre en proportions naturellement équivalentes. Mais chacun de ces corps dissous s'ionise et l'électrolyte ainsi constitué par la solution aqueuse d'un sel neutre apparaît comme un mélange complexe d'ions de nature chimique très différente.

Comment des ions si divers coexistent-ils simultanément ? C'est que leur présence générale et complexe réalise un état de minimum d'énergie potentielle du système, c'est-à-dire un état d'équilibre physico-chimique de la solution. Quant à leur existence *simultanée,* elle est mise hors de doute par l'expérience, comme on le verra plus loin.

Procédons du simple au complexe :

En dissolvant un anhydride acide dans l'eau, Az^2O^5 par exemple, la réaction suivante a lieu :

$$Az^2O^5 + H^2O = 2AzO^3H = 2\left[\left(\overset{-}{AzO^3}\right) + \left(\overset{+}{H}\right)\right].$$

En dissolvant au contraire dans l'eau un anhydride basique, K^2O, par exemple, la réaction suivante se produit :

$$K^2O + H^2O = 2KOH = 2\left[\left(\overset{-}{OH}\right) + \left(\overset{+}{K}\right)\right].$$

Dans la dissolution aqueuse d'un sel neutre, AzO^3K par exemple, indépendamment des ions $\left(\overset{-}{AzO^3}\right)$ et $\left(\overset{+}{K}\right)$, il y aura à la fois, en proportion équivalente, c'est-à-dire en même nombre, des ions $\left(\overset{+}{H}\right)$ et $\left(\overset{-}{OH}\right)$, puisque, d'après les lois de l'équilibre chimique, une partie du sel neutre s'est dissociée en acide et base libres par hydrolyse, et que cet acide et cette base se sont à leur tour partiellement ionisés.

En conséquence, on constate déjà les faits suivants :

L'*acidité* d'une solution est caractérisée par la présence prédominante des ions $\left(\overset{+}{H}\right)$.

La *basicité* d'une solution est caractérisée par la présence prédominante des ions $\left(\overset{-}{OH}\right)$.

La *neutralité* d'une solution est caractérisée par la *présence simultanée* des ions $\left(\overset{+}{H}\right)$ et $\left(\overset{-}{OH}\right)$ en même nombre.

Nous avons dit présence prédominante parce qu'il est possible qu'une partie de l'eau diélectrique elle-même s'ionise, et introduise ainsi un petit nombre d'ions $\left(\overset{-}{OH}\right)$ dans la solution acide et d'ions $\left(\overset{+}{H}\right)$ dans la solution basique.

Ainsi, dans la dissolution aqueuse d'un sel neutre, on rencontre simultanément les ions du sel neutre en grand nombre, et, en petit nombre, les ions de l'eau $\left(\overset{+}{H}\right)$ et $\left(\overset{-}{OH}\right)$. Ceux-ci sont d'autant plus abondants que le sel neutre est plus hydrolysé, c'est-à-dire qu'il est d'acide ou de base faible, en un mot que sa formation est moins exothermique.

Et comme la tension de décomposition de l'électrolyte est directement liée au caractère thermique de la réaction (1), il suit de là que les électrolytes à faible tension de décomposi-

(1) Voir l'*Éclairage Électrique*, t. XXXIX, 31 janvier 1903, p. 156, et t. XLVI, 24 mars 1906, p. 454.



tion sont ceux qui contiennent relativement le plus d'ions de l'eau, et donneront par suite une électrolyse moins franche et plus complexe dans la nature des produits libérés aux électrodes.

Il résulte de ce qui précède que l'électrolyse de la solution aqueuse d'un sel neutre constitue déjà l'*électrolyse d'un mélange*. L'électrolyse d'un mélange proprement dit de plusieurs sels neutres, en présence ou non d'acides ou de bases libres, c'est-à-dire dans le cas le plus général, ne constitue donc pas, à la lumière de cette analyse, un cas tout à fait nouveau et de difficulté spéciale.

(A suivre.) Georges ROSSET.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

L'application de la théorie des électrons à l'électrolyse. — **E.-E. Fournier d'Albe.** — *The Electrician*, 18 janvier 1907.

La théorie électronique de l'électricité et du magnétisme peut être considérée comme une extension de la théorie ionique de l'électrochimie aux solides et aux gaz, en ce qu'elle considère des véhicules matériels des charges électriques et réduit les phénomènes électriques à la forme et au mouvement de ces véhicules. L'application de la théorie électronique à l'électrolyse n'amènera aucune modification fondamentale dans les conceptions électrochimiques ; elle essaie seulement d'étendre nos connaissances en ce qui concerne les propriétés des véhicules élémentaires de l'électricité et d'apporter quelque clarté dans le mécanisme réel de la conduction et de la dissociation électrolytiques.

L'une des plus utiles déductions de la théorie des électrons est la complète analogie des phénomènes de conduction métallique et de conduction électrolytique. Ces deux sortes de phénomènes dépendent de l'existence de corps chargés capables de se déplacer à travers une masse d'autres corps non chargés ou moins mobiles. Si un corps ne contient pas de tels corps chargés — des ions dans le sens le plus large — ou si ses ions ont une position fixe, il est incapable de laisser passer un courant électrique quel qu'il soit. Un courant consiste en un déplacement d'ions. La conductibilité d'un corps est exactement et nettement définie par le nombre des ions qu'il contient dans l'unité de volume et par la mobilité moyenne. La définition et l'interprétation physique de la conductibilité est ainsi la même dans les liquides et dans les solides.

C'est seulement quand on considère les véhicules individuels eux-mêmes qu'une différence fondamentale apparaît entre la conduction métallique et la conduction électrolytique. Que l'on compare un centimètre cube de cuivre avec un centimètre cube d'acide chlorhydrique dilué, chacun d'entre eux étant traversé par un courant de 1 ampère. Le cuivre conduit ce courant uniquement par ses électrons libres, au nombre approximatif de 400 trillions, qui possèdent une mobilité de quelques 100 trillions de fois plus grande que celle de l'ion hydrogène. L'acide chlorhydrique conduit le courant au moyen de ses ions hydrogène et chlore qui, dans une solution millinormale, sont au nombre de 2 trillions environ. Le courant étant le même dans chaque cas, les électrons dans le cuivre doivent se déplacer quelques 200 fois plus lentement que dans l'électrolyte. Mais ce n'est pas généralement le cas ; pour un fil de cuivre de 1 millimètre de diamètre transportant 1 ampère, la vitesse des électrons est de l'ordre de 1 centimètre par seconde. Par suite de la mobilité beaucoup plus grande des électrons libres, il faut une tension beaucoup plus faible pour maintenir un courant d'un ampère dans un conducteur en cuivre que dans un conducteur liquide de mêmes dimensions.

D'où provient donc cette différence entre les solides et les liquides. A première vue, il semble étonnant que des électrons libres puissent être observés dans le vide et puissent être suivis à la trace dans un métal, alors que ce n'est pas le cas dans un liquide. La résolution de cette question

présenterait une importance fondamentale pour la théorie de l'électrolyse, et apporterait une forte contribution de la théorie générale aux phénomènes particuliers auxquels celle-ci doit, en fait, son origine.

On ne peut pas dire que cette question soit près de recevoir une solution complète. Mais puisque tous les phénomènes électromagnétiques sont gouvernés par la théorie des électrons, on peut baser son jugement sur un grand nombre de faits.

L'existence d'électrons libres dans les métaux est rendue possible par l'étroite liaison qui existe entre leurs atomes, qui permet un échange fréquent d'électrons entre chaque atome et son voisin. Pendant la courte période que dure cét échange — période dont la valeur ne dépasse pas 1/5000e de la durée moyenne pendant laquelle un électron reste attaché à un atome métallique — l'électron est libre de se laisser entraîner par le gradient de potentiel et de constituer ainsi un courant électrique. Quand le métal est dilaté par la chaleur, ce phénomène d'échange devient évidemment plus rare, et la résistance métallique croît. Les atomes positifs et les atomes neutres sont si étroitement unis que leur contribution à la conductibilité électrique n'est pas perceptible.

Dans un solide ou un liquide isolant, les électrons sont effectivement liés avec les atomes ou les groupes moléculaires, et ceux-ci présentent une structure déterminée, généralement cristalline dans le cas des solides, qui empêche la formation de groupes mobiles chargés et la libération d'électrons.

Dans un électrolyte, d'autre part, il se forme de tels groupes, et ceux-ci sont suffisamment mobiles pour suivre la force électromotrice. Le fait qu'il n'y a pas d'électrons libres peut être expliqué simplement. Deux atomes de cuivre ont la même affinité pour un électron, tandis que des atomes d'hydrogène et de chlore, par exemple, n'ont pas la même. L'hydrogène prend un de ses électrons plus facilement que le chlore, et, quand les deux atomes d'une molécule d'acide chlorhydrique se séparent, le chlore perd avec lui un des électrons que possède normalement l'hydrogène. L'atome hydrogène reste ainsi positivement chargé et l'atome de chlore négativement chargé. Les deux ions ainsi produits agissent comme noyaux de condensation, de même que toute autre petite particule chargée. L'étude des noyaux de condensation électrique doit, d'après l'auteur, jeter un flot de lumière sur les problèmes qui concernent l'électrolyse. Les recherches fondamentales de R. T. C. Wilson ont montré que, dans les vapeurs, les ions agissent comme noyaux de conduction et que les ions négatifs sont un peu plus efficaces que les ions négatifs. Une explication simple de ce phénomène a été donnée par J. J. Thomson.

Quand une goutte chargée s'évapore, sa charge électrique persiste et son potentiel augmente à mesure que son diamètre diminue. Il faut donc plus d'énergie pour évaporer une goutte chargée qu'une goutte non chargée. La condensation sur la goutte entraîne une dépense d'énergie électrique disponible, et cette condensation est ainsi facilitée. Ce fait a une importance particulière pour la théorie de l'électrolyse. Il explique la faible mobilité des ions, la chute de potentiel aux électrodes, et la libération de produits non chargés sur celles-ci. Les mobilités différentes des ions peuvent, de l'avis de l'auteur, être attribuées seulement à leurs différents degrés d'hydratation normale. Le fait que l'hydroxyle a une mobilité quatre fois plus grande que celle du lithium indique que l'atome de lithium est un noyau de condensation particulièrement efficace quand il est privé d'un électron. La lenteur de son déplacement dans l'eau sous l'influence du gradient de potentiel provient évidemment de ce qu'il a à traîner avec lui un grand nombre de molécules d'eau (probablement une demi-douzaine). La mobilité de chaque ion a pour valeur 347×10^{-6} environ, tandis que celle de l'électron dans le cuivre a pour valeur environ 5×10^{-4}.

Quand ces ions hydratés atteignent les électrodes, la f. é. m. tend à les pousser dans le métal de celles-ci. Mais les atomes métalliques sont si étroitement unis que, en général, aucun autre atome ne peut pénétrer de force entre eux. Il y a donc un point d'arrêt qui n'est dépassé que quand les électrons sont capables de passer de la solution dans le métal ou inversement. La mobilité des électrons, quoique comparativement grande à l'intérieur du métal, est très faible à sa surface, où l'étroite liaison des atomes métalliques perd son effet. Mais, quand la f. é. m. dépasse une certaine valeur minima, un électron peut passer, par exemple, dans un ion hydrogène, et neutraliser la charge positive de celui-

ci. La conséquence immédiate est que l'hydrogène perd son pouvoir de condensation. La liaison existant entre lui et les molécules d'eau est rompue, et l'hydrogène est libéré sous forme de gaz non chargé. Le phénomène inverse se produit à l'anode. L'atome de chlore passe son électron superflu à l'anode, et il devient neutre et libre de son eau.

Dans les recherches théoriques de l'action électrolytique basée sur la théorie des électrons, l'étude des mobilités aura une part prédominante. Les lois de Bredig sur la mobilité présentent, à ce point de vue, un intérêt particulier. Il faudra déterminer quantitativement l'hydratation des ions : cette détermination ne sera pas très difficile, puisqu'un grand nombre de chiffres, tels que les chaleurs de solution, les points de fusion et d'ébullition, sont actuellement bien connus. Il deviendra même possible, par des considérations stéréochimiques, de déterminer le diamètre et la masse des ions et leur forme. Le fait, indiqué par Bredig, que les métaux fortement électropositifs et électronégatifs ont une grande mobilité, indique une plus grande facilité de réaction.

Une grande mobilité implique un faible degré d'hydratation de l'ion. Ce faible degré d'hydratation permet à de tels ions, quand ils sont de signe contraire, de se combiner plus facilement et plus rapidement que dans le cas d'ions ayant une plus grande masse. Les chaleurs de réaction, les chaleurs d'ionisation, les affinités électriques ou les potentiels aux anodes de la majorité des éléments sont très bien connus, et on possède des chiffres utiles pour déterminer les dimensions des ions. On sait bien que les ions isomériques et métamériques ont la même mobilité ; que la mobilité d'un ion de signe donné est d'autant plus faible que celui-ci contient un plus grand nombre d'atomes, et que l'effet de toute modification dans la constitution d'un ion est d'autant plus grand que le nombre d'atomes contenu dans l'ion est plus faible.

Ces faits indiquent nettement la voie à suivre pour déterminer, sur des principes cinétiques, la constitution réelle d'un ion simple : quand un ion contient 50 ou 60 atomes, il semble posséder une mobilité minima qui n'est pas sensiblement diminuée par l'adjonction ultérieure d'autres atomes. Un tel ion doit avoir un diamètre d'environ un micron, et doit par conséquent être visible avec un microscope. Il est possible que le mouvement de tels ions lourds puisse être étudié. Un calcul relativement simple permettrait de trouver le diamètre de ces ions supposés sphériques. De tels calculs faits à propos de la conduction métallique ont conduit à la conclusion que les véhicules du courant dans un fil sont uniquement des électrons libres.

Il existe une difficulté due à la circonstance que les ions des valences élevées présentent des mobilités qui ne sont ni indépendantes ni constantes pour différentes concentrations. La mobilité extrêmement élevée du plomb n'est pas facilement explicable avec les notions actuelles sur la constitution physique des ions. Mais il est intéressant de noter que l'influence de l'hydratation augmente avec la valeur et la concentration, comme on doit s'y attendre.

Le développement futur de la théorie électrolytique résidera vraisemblablement, d'après l'auteur, dans une analyse statistique basée sur les principes cinétiques. De telles analyses ont conduit à des résultats extrêmement intéressants pour la décharge dans les gaz et particulièrement l'arc électrique, pour le tube à vide, pour l'effet Zeeman et, récemment, pour la conduction métallique. La fameuse expérience de Thomson peut être reproduite : ce savant a produit des ions dans un gaz humide, et les a comptés pendant qu'ils tombaient sous l'action de la gravité. Il faut suivre le mouvement des ions le long du gradient de potentiel dans un liquide et en déduire les lois suivies par les électrons qui se déplacent pour sortir du liquide par une électrode, pour retourner dans le liquide par l'autre électrode. La détermination complète de l'énergie absorbée ou émise aux différentes étapes de cette transmission donnerait la solution complète des problèmes de l'électrolyse.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Alternateur triphasé pour accouplement direct avec une turbine à vapeur *(suite)* (1). — **A. Kolben.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 6 janvier 1907.

Pour déterminer les variations de tension avec différents décalages, l'auteur a suivi la méthode d'Arnold. Dans cette méthode, on procède comme

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 9 février 1907, p. 207.

pour établir le diagramme de Blondel en décomposant la tension de réaction d'induit en trois composantes E_{s1}, E_{s2} et E_{s3}.

E_{s1} est la f. é. m. induite par le flux de dispersion d'induit Φ_{s1}.

E_{s2} est la f. é. m. due aux ampère-tours démagnétisants AW_e.

E_{s3} est la f. é m. due aux ampère-tours transversaux AW_q.

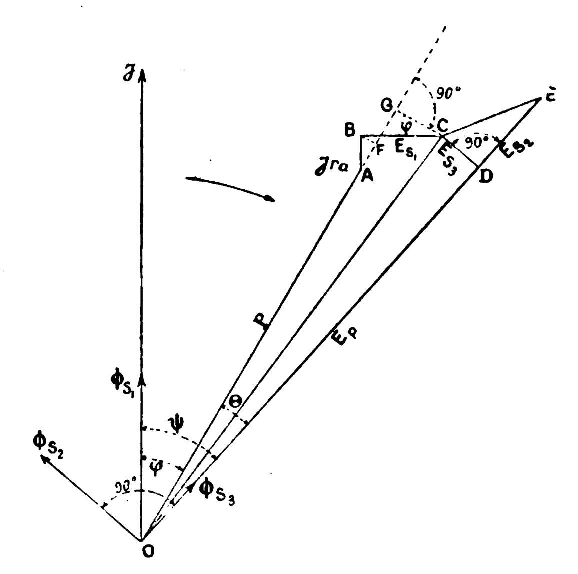


Fig. 1.

On obtient alors le diagramme de la figure 1, dans léquel les vecteurs ont la signification suivante :

OJ	vecteur du courant.
$OA = P$	différence de potentiel aux bornes.
$AB = Jr_a$	chute de tension ohmique (y compris les courants de Foucault).
$BC = E_{s1}$	tension de réactance induite par le flux Φ_{s1}.
$CD = E_{s3}$	f. é. m. induite par le flux transversal Φ_{s3}.
$DE = E_{s2}$	f. é. m. induite par le flux transversal Φ_{s2}.
$OD = E_p$	f. é. m. dans l'induit en charge (pour le courant J et le décalage φ).

Détermination expérimentale de la tension de réactance E_{s1}.

Le diagramme de la figure 1 se transforme en le diagramme de la figure 2 pour le générateur court-circuité, si l'on néglige la f. é. m. E_{s3}. Dans ce diagramme, on a :

$OC = Jz_k$ (z_k impédance du court-circuit).

$BC = E_{s1}$.

$OB = Jr_a$ (chute ohmique).

$CE = E_{s2}$.

Le diagramme de la figure 2 permet de déterminer la f. é. m. E_{s1} au moyen de la caractéristique en court-circuit et de la caractéristique à

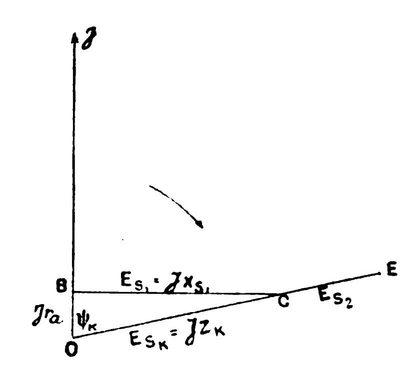


Fig. 2.

vide. Les caractéristiques à vide et en court-circuit, déterminées expérimentalement, sont représentées sur la figure 3.

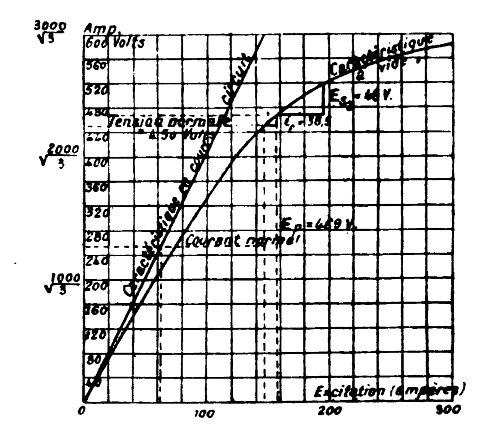


Fig. 3.

Si l'on soustrait du courant d'excitation nécessaire pour la production du courant normal dans l'essai en court-circuit, l'excitation e_i correspondant aux ampère-tours démagnétisants AW_e, on obtient la f. é. m. $J . z_k$, produite par l'excitation résultante, comme ordonnée correspondante de la caractéristique à vide. On calcule donc d'abord les ampère-tours démagnétisants de l'induit

$$AW'_e = k_0 f_{w1} \cdot m \cdot w \cdot J \cdot \sin \psi_k .$$

Le facteur

$$f_{w1} = \frac{\sin(\pi/2m)}{q \sin(\pi/2qm)}$$

est un facteur d'enroulement dépendant du type d'enroulement adopté pour l'induit et du nombre d'encoches par pôle et par phase. On a, dans le cas dont il s'agit, cinq encoches par pôle et par phase; $m = 3$; $w = 10$ tours par phase; $f_{w1} = 0{,}957$ environ.

Le facteur $k_0 = 0{,}9 \dfrac{\sin(\alpha\pi/2)}{(\alpha\pi/2)}$

est le facteur d'ampère-tours : on l'obtient en déterminant la valeur moyenne de la partie de la courbe de force magnétomotrice sinusoïdale qui se trouve sous le pôle pour une intégration entre les limites $-(\alpha\pi/2)$ et $+(\alpha\pi/2)$. Dans cette formule, $\alpha = b/\tau$ représente le rapport de l'arc polaire au pas polaire. Le facteur du deuxième membre a pour valeur :

$$\frac{\sin(\alpha\pi/2)}{(\alpha\pi/2)} = \frac{\text{facteur de remplissage du flux démagnétisant } \Phi_{s2}}{\text{facteur de remplissage du flux d'excitation } \Phi}.$$

Pour une valeur $\alpha = b/\tau = 0{,}66$, on a $k_0 = 0{,}75$ environ.

Si en outre, on pose en première approximation, pour le cas du court-circuit :

$$\sin \psi_k = 0{,}98,$$

on trouve pour les ampère-tours AW'_e la valeur :

$$AW'_e = 0{,}75 \,.\, 0{,}957 \,.\, 3 \,.\, (1\,246/\sqrt{3}) \,.\, 10 \,.\, 0{,}98$$

$$AW'_e = 15\,200 \text{ approximativement.}$$

On a donc pour AW_e la valeur :

$$AW = (AW'_e/4) = 3\,800 \text{ ampère-tours par pôle.}$$

En divisant par le nombre de tours par bobine, on trouve la valeur du courant :

$$i_e = 3800/70 = 54 \text{ ampères environ.}$$

En portant cette valeur $i_e = 54$ ampères sur la figure 3, on trouve la f. é. m. Jz_k :

$$Jz_k = 29 \text{ volts.}$$

Pour l'impédance en court-circuit, on a :

$$z_k = 29\sqrt{3}/1\,264 = 0{,}0396 \text{ ohm.}$$

Du diagramme de la figure 2, on déduit

$$x_{s1} = \sqrt{z_k^2 - r_a^2}.$$

qui donne la valeur de la réactance.

La résistance effective de l'induit r_a est obtenue par l'essai en court-circuit d'après la différence des watts totaux mesurés au court-circuit et des watts correspondant aux frottements dans les paliers et par ventilation. On peut évaluer assez exactement la valeur de r_a de la façon suivante

$$r_a = (1{,}3 \text{ à } 2{,}0)\, r_g \text{ environ,}$$

r_g étant la résistance par phase, qui a pour valeur :

$$r_g = 0{,}0019 \text{ ohm.}$$

En tenant compte de ce que les barres de l'induit sont massives, on peut prendre

$$r_a = 1{,}8 r_g = 1{,}8 \,.\, 0{,}0019 = 0{,}0034 \text{ ohm par phase}$$

$$x_{s1} = \sqrt{0{,}0396^2 - 0{,}0034^2} = 0{,}039 \text{ ohm.}$$

On obtient alors la tension de dispersion :

$$E_{s1} = Jx_{s1} = (1\,246/\sqrt{3})\, 0{,}039 = 28 \text{ volts.}$$

Elle a donc pour valeur, en chiffres ronds, 6,2 % de la tension composée de 450 volts.

Détermination de E_{s1} par le calcul.

Il est intéressant de calculer la tension E_{s1} et de comparer ensuite la valeur ainsi obtenue avec la valeur trouvée expérimentalement. Dans ce qui suit, l'auteur désigne par c la fréquence par seconde, par p le nombre de paires de pôles, par q le nombre d'encoches par pôle et par phase, par λ_x la perméabilité magnétique par centimètre de fil du circuit magnétique entourant les fils, et par l_x la longueur de fils en centimètres pour laquelle λ_x est calculée.

Pour la réactance de dispersion x_1, trois flux interviennent :

a) Le flux de dispersion, perpendiculaire aux encoches et au fer de l'induit. La perméabilité magnétique de ce circuit est λ_n;

b) Le flux de dispersion qui passe dans l'entrefer entre les têtes de dents et le fer de l'induit, et qui embrasse une ou plusieurs encoches. Sa perméabilité est λ_k ;

c) Le flux de dispersion qui embrasse les connexions frontales de l'enroulement. La perméabilité magnétique de ce circuit est λ_s.

Pour la valeur de *a*) (fig. 4), on a, pour une encoche circulaire demi-ouverte remplie de cuivre :

$$\lambda_n = 0{,}4\pi\,(0{,}623 + (r_2/r_1))$$
$$= 0{,}4\pi\,[0{,}623 + (0{,}1/0{,}3)]$$
$$\lambda_n = 1{,}2.$$

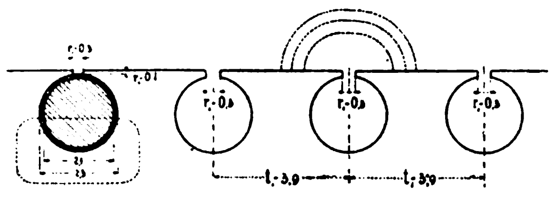


Fig. 4.

Pour la valeur de *b*) (fig. 4), la perméabilité λ_k des têtes des dents pour un enroulement à cinq encoches a la valeur suivante :

$$\lambda_k = 0{,}9^2 \left[\log(\pi t_1/r_1) + 2{,}22 + 5\log\left(\frac{\pi}{4t_1}\cdot\frac{p}{1+p}\right)\right].$$

Si l'on introduit les valeurs de r_1 et t_1

$$r_1 = 0{,}3\,; \quad t_1 = 3{,}92,$$

on trouve pour la perméabilité λ_k la valeur :

$$\lambda_k = 0{,}92\left[\log\left(\frac{\pi\,.\,3{,}92}{0{,}2}\right) + 2{,}22 + 5\log\left(\frac{56{,}5}{4\,.\,3{,}92}\cdot\frac{2}{3}\right)\right]$$

$$\lambda_k = 5{,}25.$$

Pour la valeur de *c*), la perméabilité λ_s autour des têtes des bobines est déterminée en supposant les connexions frontales des deux côtés rassemblées sur une seule bobine dont le coefficient de self-induction est donné. Si l'on appelle q_s le nombre de têtes de bobines placées côte à côte et appartenant à la même phase, l_s la longueur moyenne d'une tête de bobine, d_s le diamètre d'un cercle dont la circonférence est égale à la périphérie des q_s têtes de bobines, y compris l'isolement et les espaces d'air, on a comme valeur de λ_s pour une telle demi-boucle :

$$\lambda_s = 0{,}46 q_s\,[\log(l_s/d_s) - 0{,}2].$$

Dans le cas dont il s'agit, on avait

$$l_s = 100 \qquad q_s = 5 \qquad \pi d_s = 25$$
$$\lambda_s = 0{,}46\,.\,5\,[\log(100\pi/25) - 0{,}2] = 2{,}06$$

La réactance a donc pour valeur :

$$x_{s1} = \frac{4\pi\,.\,c\,.\,w^2}{p\,.\,q\,.\,10^8}\,\Sigma\,(l_x\lambda_x)$$

$$x_{s1} = \frac{4\pi\,.\,c\,.\,w^2}{p\,.\,q\,.\,10^8}\,(\lambda_n l_i + \lambda_k l_i + \lambda_s l_s),$$

l désignant la longueur idéale de l'induit, obtenue en transformant en une surface rectangulaire la surface de la courbe qui représente la répartition de l'induction dans l'air sur la longueur axiale du pôle. La valeur l_i est donc un peu plus grande que la longueur de fer l de l'induit, mesurée sans entrefers, et un peu plus petite que la longueur totale de fer l_1. Pour le calcul dont il s'agit, il suffit de prendre empiriquement

$$l_1 = l + (2/3)\,n_s b_s$$

en appelant n_s le nombre d'entrefers et b_s la largeur d'un entrefer

$$l_i = 65 + (2/3)\,9\,.\,1 = 71 \text{ cm. environ.}$$

On en déduit pour x_{s1} la valeur :

$$x_{s1} = \frac{4\pi\,.\,50\,.\,10^2}{2\,.\,5\,.\,10^8}\,(1{,}2\,.\,71 + 5{,}25\,.\,71 + 2{,}06\,.\,100)$$
$$= 0{,}0415 \text{ ohm.}$$

La f. é. m. E_{s1} a alors pour valeurs :

$$E_{s1} = Jx_{s1} = (1\,246/\sqrt{3})\,0{,}0415 = 30 \text{ volts env.}$$

On voit que ce chiffre présente une bonne concordance avec le chiffre de 28 volts trouvé expérimentalement.

(A suivre.) J. R.

Sur l'échauffement des bobines inductrices.

— G.-A. Lister. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 13 janvier 1907.

L'auteur a fait des expériences sur l'échauffement des bobines inductrices des générateurs électriques. Il est arrivé aux résultats suivants :

1° La plus grande élévation de température des bobines inductrices n'est que de 20 % plus grande que la valeur moyenne.

2° Le revêtement des bobines et la constitution du noyau de la bobine elle-même ont une grande influence sur l'échauffement.

3° Pour une même consommation d'énergie par centimètre carré, une grosse bobine s'échauffe plus qu'une petite.

4° Dans les bobines en fil ciré, l'élévation de température est moindre.

5° Comme surface de la bobine, il faut considérer non seulement la surface extérieure, mais aussi la surface intérieure.

6° Le coefficient d'échauffement diminue quand la température croît.

7° Des bobines enroulées sur des âmes métalliques se refroidissent plus rapidement.

8° Il faut attribuer une grande valeur au refroidissement des bobines dans les machines par l'action de ventilation de l'induit en rotation.

Pour une élévation de température de 50°, et en comptant toute la surface, Lister indique les valeurs suivantes du coefficient d'échauffement.

	Coefficient.
Bobines inductrices libres.	
Bobines plates, entourées d'une bande isolante	1 500
Bobines plates, entourées de mica et d'une bande	1 650
Bobines plates, entourées d'un revêtement épais	1 750 — 2 250
Bobines rondes, non recouvertes, sur enveloppes métalliques	1 500
Bobines rondes, avec fil ciré	1 150
Bobines inductrices sur machines immobiles.	
Bobines plates de dimensions moyennes	1 750
Bobines sur enveloppes métalliques	1 550
Bobines inductrices de machines à pleine charge.	
Machines bipolaires	1 000
Moteurs de moyenne puissance avec tôle de protection	2 000
Moteurs de moyenne puissance mi fermés	2 500
— avec bobines de commutation	3 000
Machines à pôles intérieurs 50 kw	1 250
— 500	1 500

B. L.

Le moteur d'induction monophasé *(suite)* (¹). — **Still.** — *Electrical World*, 15 et 22 décembre 1907.

Diagramme établi en tenant compte de la dispersion magnétique. — Dans tous les transformateurs commerciaux, mais plus particulièrement dans un transformateur tel que le moteur d'induction, avec des bobines primaires et secondaires établies sur des portions différentes du circuit magnétique, et séparées par un entrefer, il existe une certaine dispersion magnétique. Pour simplifier les diagrammes, on tient compte de cette dispersion en la considérant comme formée d'un certain nombre de lignes de force fermées sur elles-mêmes suivant des circuits de dispersion et ne traversant pas le circuit secondaire. Le flux magnétique total qui produit la force contre-électromotrice dans l'enroulement primaire ou statorique doit donc être considéré comme résultant de deux composantes : 1° le flux magnétique qui passe à travers les circuits secondaires ou rotoriques ; 2° le flux de dispersion qui, quoique induisant dans le primaire une force contre-électromotrice, ne peut pas engendrer de force électromotrice dans le secondaire, puisqu'il ne pénètre pas dans le rotor. Ce flux de dispersion est dû à la force magnétomotrice des courants du rotor qui, en opposant une force magnétomotrice exactement égale dans le circuit primaire, force une partie du flux à s'épanouir dans l'entrefer en passant par différents chemins à peu près perpendiculairement à la direction du flux principal.

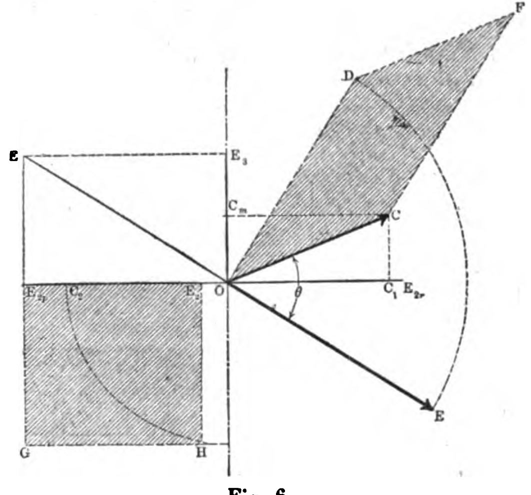


Fig. 6.

Le diagramme de la figure 6 a été tracé en tenant compte de cette dispersion. Dans ce diagramme, C_2 est le courant rotorique comme précédemment, C_m et C_1 sont les composantes magnétisante et wattée du courant primaire total C, comme dans la figure 5. La force électromotrice secondaire induite dans le rotor E_{2p} est engendrée par la portion utile du flux total qui traverse le rotor, mais elle ne représente pas la force contre-électromotrice totale dans le circuit primaire, parce que la composante OC_1 du courant primaire crée un champ magnétique de dispersion (en phase avec OC_1) qui, à son tour, donne lieu à une f. é. m. induite OE_3 dans les bobines primaires, exactement à 90° en arrière de OC_1. La force contre-électromotrice totale dans le circuit primaire est OE' et, en négligeant la chute ohmique dans les enroulements statoriques, la différence de potentiel primaire agissante doit être représentée par le vecteur

(¹) *Éclairage Électrique*, t. L, 26 janvier et 2 février 1907, p. 139 et 171.

OE, égal et opposé à OE'. Le facteur de puissance du circuit primaire sera cos θ, θ étant l'angle entre les deux vecteurs OC et OE ; OE_2 sera la chute ohmique dans le circuit rotorique (égale à C_2R_2, R_2 étant la résistance équivalente des conducteurs du rotor. Cela donne OE_{2r} (égal à $OE_{2r} — OE_2$) comme étant la force contre-électromotrice de rotation due au déplacement des conducteurs du rotor à travers le champ principal.

Les surfaces des parallélogrammes hachurées sont proportionnelles respectivement à la puissance fournie au stator et à la puissance transmise à l'arbre par le rotor tournant. Ces surfaces sont construites en déplaçant d'un angle de 90° l'un des deux vecteurs, dont on cherche le produit.

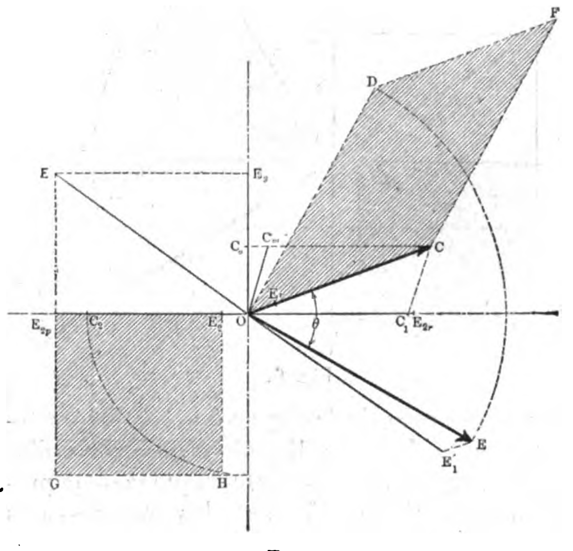


Fig. 7.

Bien que le diagramme de la figure 6 soit suffisamment exact pour le but que l'on s'est tracé, le diagramme complet d'un moteur d'induction monophasé est donné par l'auteur dans la figure 7. Ce diagramme montre qu'il n'y a pas de difficulté sérieuse à tenir compte des pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans le fer, et des pertes dans le cuivre de l'enroulement primaire, toutes pertes que l'on a négligées jusqu'ici. La construction de ce diagramme complété est semblable à celle du diagramme de la figure 6 : la composante magnétisante du courant OC_m n'est pas uniquement un courant déwatté : elle résulte de la composante déwattée OC_o et de la composante wattée C_oC_m : cette dernière, multipliée par la valeur numérique de OE_{2p}, donne les pertes en watts dues aux courants de Foucault et à l'hystérésis. De même, OE' n'est plus la différence de potentiel primaire agissante : il y a une chute de tension OE_r, en phase avec OC, et ayant pour valeur CR, R étant la résistance de l'enroulement primaire : la tension nécessaire entre les extrémités du primaire est alors OE : c'est la résultante de OE' et de OE_r. La f. é. m. de dispersion pour le même courant rotorique est un peu plus grande que précédemment, à cause de la composante wattée C_oC du courant primaire. Il n'est pas nécessaire d'attirer l'attention sur le fait que la différence entre les surfaces des deux parallélogrammes hachurés est plus grande que sur la figure 6, puisque, dans ce dernier diagramme, les seules pertes considérées étaient les pertes Joule dans les conducteurs du rotor : le diagramme de la figure 7, au contraire, tient compte de toutes les pertes, à l'exception des frottements existant dans les paliers et par suite de la résistance de l'air.

Capacité de surcharge des moteurs d'induction commerciaux. — Avec l'aide des diagrammes des figures 6 et 7, il est facile de comprendre comment, dans un moteur présentant une dispersion magnétique appréciable, on atteint un certain point pour lequel toute augmentation de charge amène un décrochage. On a vu comment la surface hachurée $E_{2p}E_2HG$ (fig. 6 et 7) représente la puissance transmise à l'arbre par l'induit en rotation. Avec des valeurs relativement faibles du courant rotorique C_2, le produit $C_2 \times (E_2E_{2p})$ doit augmenter avec l'augmentation du courant rotorique : il y a lieu de noter aussi que tout accroissement de C_2 implique un accroissement du champ de dispersion et par suite, une diminution dans la valeur du flux utile dans le rotor. Si l'on suppose la f. é. m. primaire totale E constante, toute augmentation de C_2 conduit à une réduction de la force contre-électromotrice de rotation, et l'on atteint un point au delà duquel tout nouvel accroissement du courant rotorique produit une telle réduction dans le champ du rotor que la surface hachurée $E_{2p}E_2HG$ diminue de valeur au lieu d'augmenter. Cela prouve que la puissance maxima possible du moteur a été atteinte, et toute demande supplémentaire de puissance amènera le calage du

rotor. En construisant le diagramme de la figure 6 pour des valeurs plus grandes de C_2, on voit bien que l'augmentation de OE_3 et la réduction correspondante de OE_{2p} ont pour effet une égalisation de ces deux vecteurs ; et puisque cette condition conduit à la plus grande surface pour le rectangle $E'E_3'OE_{2p}$, elle correspond aussi approximativement à la condition limite de surcharge, à cause de la proportionnalité existant entre OE_3 et OC_2 (ou OH_2).

En pratique, la capacité de surcharge d'un moteur d'induction monophasé est faible, mais des améliorations récentes dans l'établissement de ces moteurs ont permis de porter de 50 à 150 °/₀ leur capacité de surcharge.

(A suivre.) R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Sur la syntonisation des transmetteurs de radiotélégraphie. — **M. Wien.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er janvier 1907.

L'auteur répond au dernier article de Slaby [1] et revient sur un certain nombre des critiques qu'il a formulées dans sa première étude [2].

En premier lieu, il montre que les deux oscillations qui prennent naissance dans un transmetteur accouplé ne peuvent pas être considérées comme l'onde fondamentale et le premier harmonique, ainsi que le fait Slaby.

Ensuite, il montre que les erreurs commises sur les valeurs de $\lambda_r/4$ jouent un rôle important dans les résultats de Slaby, car, si l'on introduit les valeurs exactes, la concordance entre les résultats théoriques et les résultats expérimentaux disparaît complètement.

Pour montrer l'élasticité de la formule de Slaby, l'auteur avait indiqué que la concordance serait plutôt meilleure que plus mauvaise si l'on introduisait C_d au lieu de $C_d/2$ dans la formule de λ_2. Slaby a fait un calcul sur un exemple et a trouvé que la concordance était bien plus mauvaise avec C_d. Les chiffres qu'il a indiqués sont doublement faux ; d'une part, en effet, les valeurs de $C_d/2$ sont affectées d'une erreur et n'ont pas été corrigées ; d'autre part C_d a été à nouveau calculé d'une façon fausse. Toutes ces erreurs de calcul ont beaucoup plus d'importance que ne semble y attacher leur auteur.

Les indications de Slaby relativement à l'emploi de la bobine de multiplication ne sont pas exactes ; même avec la mieux étalonnée, les erreurs étaient comprises entre 3,5 et 10 °/₀.

Dans des expériences sur l'action à distance des ondes électromagnétiques, Slaby a mesuré l'action d'influence et d'induction à proximité du transmetteur et en a conclu que l'action électrique diminue comme le cube de la distance et l'action magnétique comme la puissance première de la distance. Cela n'est pas exact et repose sur une erreur théorique et sur un dispositif expérimental défectueux.

Les expériences de Slaby avec des harpes présentent de graves erreurs. L'auteur les a répétées et a trouvé des résultats sensiblement différents. Tout d'abord, l'amortissement d'une harpe n'est pas aussi grand que l'a indiqué Slaby : l'auteur a obtenu pour le décrément la valeur 0,23, déduite des courbes de résonance ; les circuits de condensateurs employés pour les expériences d'accouplement présentèrent un décrément de 0,11 à 0,14. L'indication de Slaby, que l'amortissement de la harpe était au moins cinq fois plus grand que celui du circuit de condensateurs n'est donc pas exacte : elle était au plus deux fois plus grande. Pour un amortissement double, l'augmentation théorique d'effet obtenue par l'accord n'est pas même de 12 °/₀, mais seulement de 2 à 3 °/₀, tandis que Slaby a observé une augmentation de 3000 °/₀. Dans toutes les expériences faites par l'auteur, on a trouvé que l'augmentation d'effet observée produite par l'accord n'atteignait pas la centième partie de l'augmentation signalée par Slaby. Il est donc certain que les résultats de cet auteur ont été fortement troublés par les dispositifs expérimentaux défectueux employés.

Pour ce qui a trait aux condensateurs Grisson, l'inexactitude des résultats de Slaby en ce qui concerne le facteur de fréquence peut être prouvée autrement. D'après ses expériences, le facteur de fréquence diminue de 0,91 à 0,50 entre $\lambda/2 = 90$ et $\lambda/2 = 10$. La constante diélectrique ε doit décroître dans le même rapport. Le diélectrique employé était formé d'un mélange

[1] *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 17 et 24 novembre 1906, p. 269 et 316.

[2] *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 6, 13 et 20 octobre 1906, p. 32, 73 et 114.

de paraffine, de cire et de résine. La constante diélectrique de ces substances pour des oscillations lentes est comprise entre 1,9 et 2,5 : si l'on prend 2,2 en moyenne, on obtient pour la constante diélectrique aux fréquences élevées les chiffres qu'indique le tableau suivant, si l'on se sert des valeurs indiquées pour γ.

$\lambda/2 =$	90	80	70	60	50	40	30	20	10 mèt.
$\gamma =$	0,91	0,90	0,89	0,875	0,85	0,825	0,78	0,70	0,54
$\varepsilon =$	2	1,98	1,96	1,92	1,87	1,81	1,71	1,54	1,19

On voit que non seulement ε tombe beaucoup au-dessous de la valeur théorique, mais s'approche de l'unité. Si donc la courbe ne présente pas, pour des valeurs de $\lambda/2$ inférieures à 10, un coude très brusque et presque rectangulaire, on arrive, pour $\lambda/2=5$, à une valeur inférieure à l'unité, c'est-à-dire inférieure à la constante diélectrique de l'éther !

Ce résultat quelque peu surprenant méritait d'être étudié en détail. L'auteur a déterminé le facteur de fréquence de la cire, de la résine et de la paraffine, et de différents mélanges de ces substances : pour quelques-uns des mélanges, les résultats ont été les suivants :

$\lambda/2$	1C + 1R + 3P	1C + 1R + 1P	2C + 2R + 1P
72	0,96	0,93	0,92
38	0,95	0,92	0,91
22	0,96	0,94	0,92
13	0,97	0,95	0,93
9,5	0,96	0,94	0,93

Partout le facteur de fréquence et la constante diélectrique ont été trouvés sensiblement constants pour différentes longueurs d'onde : la constante diélectrique est à peu près égale au carré de l'indice de réfraction, conformément à la théorie. C'est bien d'ailleurs ce que l'auteur avait constaté sur des condensateurs Grisson. La forte diminution du facteur de fréquence, signalée par Slaby, serait contraire aux vues théoriques modernes sur les actions diélectriques dans les isolateurs. Dans les expériences faites sur différents mélanges des mêmes substances, l'auteur n'a pas trouvé trace de cette diminution : les résultats de Slaby sont donc inexacts.

La méthode employée par Slaby pour la mesure de la résistance des éclateurs est inexacte, car il y a simultanément deux éclateurs dans le circuit des condensateurs, et ceux-ci ne se comportent pas de la même façon qu'un seul éclateur. C'est pourquoi les résultats obtenus par cet auteur sont en contradiction avec les résultats trouvés par Drude et par Rempp : les valeurs qu'il a obtenues pour la résistance de l'étincelle sont trop élevées, et il a constaté que cette résistance diminue quand la longueur de l'étincelle s'abaisse jusqu'à une fraction de millimètre, alors qu'en réalité la résistance de l'étincelle augmente fortement au-dessous de 3 millimètres.

Ces différents points montrent que les premières critiques de l'auteur étaient bien fondées.

R. V.

***Production d'oscillations électriques entretenues.* — F. K. Vreeland. — *Electrical World*, 19 janvier 1907.**

L'auteur a employé un montage particulier du convertisseur à vapeur de mercure pour en faire un appareil capable de produire des oscillations électriques entretenues. Pour cela il utilise l'effet d'un champ magnétique sur le courant traversant un tube à mercure. La figure 1 montre l'un des dispositifs proposés : dans ce dispositif, le tube à mercure possède deux anodes et une seule cathode en mercure : une source de courant continu est intercalée entre la cathode et les anodes : deux branches dérivées aboutissent à un condensateur et contiennent chacune un électro-aimant produisant un champ puissant. Les axes de ces électro-aimants, figurés dans le même plan que les anodes, sont en réalité perpendiculaires à la ligne de jonction des anodes.

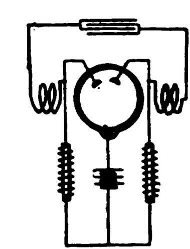


Fig. 1.

Quand l'appareil est mis en fonctionnement, le courant tend à se diviser également entre les deux circuits parallèles, mais il y a toujours quelque inégalité dans la distribution du courant, par suite de l'inégalité des conductibilités des deux circuits. Ces fluctuations irrégulières sont suffisantes pour servir de point de départ à des oscillations qui donnent lieu ensuite à des variations périodiques produites par le champ alternatif. Quand le champ magnétique dévie le courant dans le tube, d'une anode à l'autre, le courant tend à passer tout entier de la dernière

anode à la cathode, par suite du fait que le passage de la première anode à la cathode est interrompu, ou rencontre une résistance de grande valeur. Aussitôt que le courant passe par une anode, le champ qu'il crée agit sur lui et le rejette sur l'autre anode, et ainsi de suite. La fréquence des oscillations dépend des constantes du circuit oscillant et peut être modifiée avec celles-ci.

Pour la radiotélégraphie, il suffit d'intercaler dans le circuit oscillant le primaire d'un transformateur dont la résistance est embrochée sur l'antenne; un interrupteur de court-circuit permet d'effectuer les signaux.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques *(suite)* (¹). — **E. Young.** — *The Electrician*, 28 décembre et 4 janvier 1907.

Câble téléphonique revêtu de fer. — Pour des conducteurs de cuivre recouverts de fer, tels que ceux que l'on a employés dans quelques câbles téléphoniques récents la formule suivante donne l'inductance par mille marin de *chaque* conducteur :

$$L = 0{,}85\,[\log_{10}(c/b) + \mu \log_{10}(b/a)] \text{ millihenrys par mille.} \quad (7)$$

en appelant a le diamètre du cuivre, b le diamètre du fer et c le diamètre de l'isolement, tous exprimés dans les mêmes unités; μ désignant la perméabilité magnétique du fer.

Mais le câble contenant des conducteurs d'aller et de retour qui ont chacun la même valeur par mille, l'inductance par mille de conducteur double aurait une valeur double de la précédente s'il n'y avait pas d'induction mutuelle. Celle-ci abaisse l'inductance à une valeur inférieure au double de l'inductance par mille (en même temps elle rend la valeur de la capacité par mille de conducteur double égale à plus de la moitié de la valeur de la capacité par mille).

Inductances mesurées de différents câbles. — Pour des câbles dont l'enveloppe n'était pas employée comme conducteur de retour, l'inductance de câbles unipolaires a été mesurée pour différents types de conducteurs par les ingénieurs des télégraphes allemands, en vue de voir comment sa valeur pourrait être augmentée. Dans ces expériences, 500 mètres de câble étaient placés dans un champ sous forme d'une boucle très large, de façon que le circuit fût approximativement semblable à un circuit rectiligne. Dans chaque cas, il y avait une armure de fils d'acier sur la gutta-percha, et, bien que cette armure ne servît pas au retour du courant, on verra plus loin que sa présence joue un rôle important. Les résultats pour les trois types de conducteurs étudiés ont été les suivants :

Dans le câble n° 1, le conducteur consistait en un fil massif de cuivre de 2^{mm},8 de diamètre entouré de 10 fils ronds de 1 millimètre de diamètre. Dans le câble n° 2, un fil de cuivre central de 3^{mm},1 de diamètre était entouré de 9 fils de cuivre et 3 fils de fer de 0^{mm},8. Dans le câble n° 3, un conducteur de cuivre de 4^{mm},5 de diamètre était entouré d'une bande de fer en hélice de 0^{mm},16 d'épaisseur et de 8 millimètres de largeur. Les valeurs de l'inductance en milles marins étaient les suivantes :

Câble n° 1. . . .	4,3 millihenrys par mille.
— 2. . . .	4,8 —
— 3. . . .	6,8 —

On peut remarquer que la première de ces valeurs est à peu près la même que celle à laquelle conduit la formule (3).

En enroulant un fil de fer sur le conducteur, Krarup a pu obtenir une inductance de 11,8 millihenrys par mille. Le tableau suivant indique quelques valeurs de l'inductance de certains câbles téléphoniques du type à conducteur revêtu de fer, ainsi que les valeurs de leur capacité et de leur constance.

CABLE	OHMS par MILLE	MICRO-FARADS par MILLE	MILLI-HENRYS par MILLE
Fehmarn-Lolland.	3,1	0,295	4,55
Greetsiel-Borkum. . . .	8,8	0,135	7,25
Cuxhaven-Heligoland. . .	2,5	0,166	3,90
Elsimore-Helsinborg. . .	8,7	0,317	4,82

Les chiffres qui précèdent sont relatifs à chacune des deux âmes composant le circuit téléphonique. Si l'on emploie les deux âmes comme conducteurs d'aller et de retour, la résistance R est doublée : la capacité S est à peu près dimi-

(¹) *Éclairage Électrique*, t. L, 9 février 1907, p. 216.

nuée de moitié et le produit SR reste à peu près constant.

Inductances des appareils. — Outre les valeurs de l'inductance des circuits, il faut connaître l'inductance des appareils. Les quelques chiffres suivants donnent une idée de ces valeurs.

Bobine d'induction téléphonique ; primaire 0,28 ohms.. . . .	3,5	millihenrys.
Sonnerie ordinaire.	12	—
Récepteur télégraphique ordinaire.	25 à 50	—
Récepteur téléphonique Bell, diaphragme enlevé.	65	—
Récepteur téléphonique Bell, diaphragme en place.	100	—
Bobine d'induction téléphonique ; secondaire, depuis.	100	—
Relais de 10 ohms ; armature enlevée.	200	
Relais de 10 ohms ; armature contre les pôles.	500	
Appel téléphonique de 80 ohms.	1,4	henrys.
Magnéto de téléphone, noyau opposé aux pôles.	2,7	—
Magnéto de téléphone, noyau perpendiculaire aux pôles. . . .	7,3	—
Galvanomètre astatique à miroir, 500 ohms.	2	
Galvanomètre à aiguille de 2 250 ohms.	3,6	
Relais de la Westorn Union, 140 ohms, armature enlevée. .	3	
Relais de la Westorn Union, 140 ohms, armature en place. .	5	
Relais de la Westorn Union, 140 ohms, armature contre les pôles.	9	
Bobine de siphon recorder de 400 ohms, hors du champ.. .	20	millihenrys
Bobine de siphon recorder de 400 ohms, dans le champ. . .	40	—
Bobine simple de récepteur Morse 32 ohms.	93	—
Bobine simple de récepteur Morse 50 ohms.	444	—
Bobine simple de galvanomètre à miroir de 2 700 ohms. . . .	2,56	henrys.
Bobine simple de galvanomètre à miroir de 100 000 ohms. . .	70	—

Mesure directe de l'inductance. — La meilleure méthode est celle du pont, avec une inductance calibrée. Les bobines d'inductance étalon peuvent être établies sans fer jusqu'à 1,1 henry ; au delà, il faut y placer un noyau de fer. On emploie un appareil de zéro comme galvanomètre pour les mesures approximatives, ou un téléphone en parallèle avec le galvanomètre pour la mesure de faibles inductances. Le bras réglable du pont doit contenir, outre l'inductance calibrée, une résistance réglable avec précision.

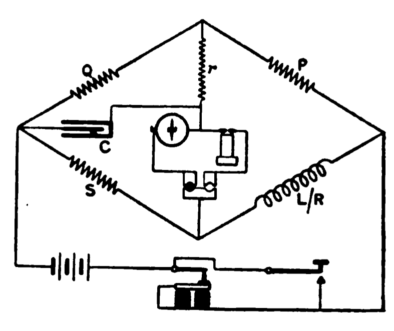


Fig. 1.

On peut employer la méthode d'Anderson, quand on ne dispose pas d'une inductance connue réglable. Le schéma des connexions de cette méthode, dans laquelle on emploie un condensateur, est indiqué par la figure 1. Avec cette méthode, la valeur de l'inductance L en henrys est donnée par la formule suivante, C étant exprimé en farads et R en ohms :

$$L = C\,[r\,(R + S) = RQ],$$

Si

$$P = Q \quad \text{et} \quad S = R, \quad \text{on a :}$$

$$L = CS\,(2r + Q). \tag{8}$$

En donnant à P une valeur 10 ou 100 fois plus grande que celle de Q, on peut avoir pour S une valeur 10 ou 100 fois plus grande que celle de R. Par exemple, si l'on a :

$P = 10$ ohms ; $Q = 100$ ohms ; $S = 293$ ohms.
$R = 29{,}3$ ohms ; $r = 5{,}834$ ohms
$C = 0{,}5$ microfarad $= 0{,}5 \,.\, 10^{-6}$ farads,

la valeur de L est la suivante :

$$L = 0{,}5 \times 10^{-6}\,[(5{,}834 \times 322{,}3) = (29{,}3 \times 100)]$$
$$= 0{,}94 \text{ henry.}$$

Pour la sensibilité maxima, Q et S doivent avoir une valeur élevée et P et r une valeur faible. Le conducteur n'a pas besoin d'avoir une capacité supérieure à un microfarad étalon. Plus la fréquence de l'interrupteur est élevée, et mieux cela vaut.

(A suivre.) R. R.

ÉCLAIRAGE

***Nouvelle lampe au tungstène.* — J. Allen.** — *Electrical World*, 5 janvier 1907.

L'auteur a inventé un nouveau filament de lampe à incandescence consistant en un alliage métallique de tungstène et de titanium ou d'un métal semblable. Le premier brevet date de décembre 1904.

L'invention est relative à la fabrication de filaments en métaux réfractaires très purs, tels que le tungstène, le zirconium, le titanium, etc., ou en alliages de deux ou plusieurs de ces métaux, ou de chrome pur, de molybdène, de thorium, de manganèse, ou d'alliage de ces métaux. Les métaux indiqués ci-dessus, ou bien l'osmium, le cerium, le nobium, le tantale et le vanadium, ou le bore et le silicium, sont utilisés soit séparément soit mélangés sous forme de poudres, ces métaux en poudre étant obtenus plus ou moins purs par des procédés connus ; on peut utiliser aussi des oxydes ou des hydrures, ou des métaux en très fine poudre ou à l'état colloïdal, ou employer avec la poudre sèche un lubréfiant ou un liant, tel que l'eau ou la paraffine, pour former une masse plastique. On chauffe ensuite au four les filaments préparés, de façon à expulser la paraffine ou l'eau, et, dans le cas où l'on a employé des oxydes, on réduit le filament dans de l'hydrogène pur en chauffant extérieurement le métal. La cuisson préliminaire ne doit pas oxyder le métal, mais seulement le consolider, et, durant cette opération le liant doit être éliminé : le filament est alors formé d'une substance réfractaire solide, durable et bonne conductrice. Ensuite, on le chauffe par un courant électrique dans le vide de façon à chasser l'hydrogène et agglomérer entre elles ou allier les particules. Si le filament est trop gros, on peut alors le tréfiler.

L'application du brevet général a particulièrement en vue la production d'un alliage de tungstène et de titanium, ou d'un alliage de tungstène avec quelqu'autre métal.

On sait que, lorsque des métaux sous forme de poudre fine sont mélangés ensemble, puis chauffés dans certaines conditions, ils forment des alliages ; généralement, ces alliages fondent à une température plus basse que la température de fusion des métaux composants, mais l'inventeur a découvert que certains alliages des métaux ci-dessus mentionnés en certaines proportions sont très stables aux hautes températures et semblent présenter dans le vide des propriétés de radiation sélective. La résistivité, la flexibilité, la solidité et la surface brillante de ces alliages peuvent être réglées par les proportions des constituants et par certaines manipulations.

Comme exemple du procédé que l'on peut employer, l'inventeur cite le suivant. Un nitrite de titanium, finement pulvérisé, que l'on peut obtenir en faisant passer du gaz ammoniaque pur sur du bioxyde de titanium chauffé est mélangé d'un égal volume de trioxyde de tungstène pur finement pulvérisé : on ajoute au mélange un peu d'eau ou de paraffine, et on place la masse ainsi obtenue dans une presse de façon à former un filament. Celui-ci est chauffé dans un tube de porcelaine au moyen d'une source extérieure, telle qu'une flamme de gaz : un courant d'hydrogène pur passe dans ce tube et réduit l'oxyde de tungstène qui reste mélangé avec du nitrite de titanium. Après refroidissement, le filament est enfermé dans le tube et monté sur le socle de la lampe. L'ampoule est vidée, et on porte le filament à une température élevée au moyen d'un courant électrique, en prenant soin qu'aucune vapeur d'huile ne provienne de la pompe, pour ne pas former de carbure. Sous l'action de la température élevée produite par le passage du courant, le nitrite de titanium est dissocié et le composé d'azote est enlevé par l'opération du vidage, pendant que le titanium s'allie au tungstène. Le filament diminue en section et en longueur, et l'on obtient un alliage pur de tungstène et de titanium.

Une autre méthode consiste à mélanger le bioxyde de titanium avec du trioxyde de tungstène et à former avec cette masse un filament au moyen d'une presse, après adjonction d'un peu d'eau ou de paraffine : ensuite on expulse le liant en chauffant le filament, puis on réduit celui-ci dans le tube à hydrogène, après quoi on achève la réduction du titanium par le passage d'un courant électrique.

On peut employer différents ingrédients, et l'on obtient d'excellents résultats en employant, au lieu de trioxyde de tungstène, du tungstène pur finement divisé : 95 % de ce métal sont mélangés à 5 % de nitrite de titanium en poudre ou d'un autre métal. La conductibilité, la solidité et le rendement varient avec les alliages des différents métaux, et l'on obtient de bons

résultats avec une proportion relativement élevée de tungstène allié avec l'un quelconque des métaux précités.

Les revendications de l'inventeur sont les suivantes :

Un filament de lampe à incandescence consistant exclusivement en un alliage métallique de tungstène et de titanium à l'état cohérent et homogène.

Un filament pour les lampes à incandescence électriques comprenant un alliage de tungstène et d'un métal qui est stable et capable d'être incandescent à la température à laquelle le platine se volatilise, c'est-à-dire un filament ayant un point de fusion élevé et une bonne conductibilité électrique, et étant stable à un régime auquel un filament de carbone ou un filament en oxydes métalliques se désintègrent.

Le procédé consistant à former un filament composé exclusivement d'un mélange de tungstène et d'un composé de titanium et à réduire les deux composés à leurs métaux purs respectifs, en enlevant les éléments composants qui ne sont pas métalliques afin d'obtenir un filament métallique dense et homogène.

R. R.

Nouvelle lampe à incandescence Helion. — **H.-C. Parker et W.-G. Clark.** — *Electrical World*, 5 janvier 1906.

Les auteurs ont présenté à l'American Physical Society, le 29 décembre, une nouvelle lampe à incandescence nommée hélion, à cause de la ressemblance entre le spectre de la lumière qu'elle produit et le spectre de la lumière du soleil (hélion). Ce filament est remarquable à plusieurs points de vue, car il n'est pas métallique et présente une consommation spécifique de un watt par bougie à une température beaucoup plus basse, d'après les indications du pyromètre à absorption de Fery, que la température des filaments métalliques présentant la même consommation spécifique.

Le filament hélion est composé principalement de silicium réduit et déposé. Actuellement, on emploie un filament de charbon sur lequel ce dépôt est effectué. Le filament est monté dans un globe dans lequel on fait le vide, puis on y fait passer un courant électrique. Le premier fait caractéristique est la blancheur de la lumière radiée à une température pour laquelle le filament de carbone ne donne que des radiations rouges. Le deuxième fait caractéristique est la valeur élevée du rendement du filament fonctionnant à la densité de courant normal, et la valeur élevée de la surcharge que ce filament peut supporter sans se rompre. Bien que non métallique au sens propre du mot, le filament présente les propriétés des métaux ; par exemple il peut fondre et se souder comme les filaments métalliques.

Le filament peut atteindre une température pour laquelle la puissance lumineuse est maxima, et, à partir de ce point, une augmentation de courant ne produit pas une augmentation proportionnelle de lumière. D'après les mesures faites au pyromètre, cette température est comprise entre 1 700° et 1 800° (température de corps noir). La courbe de consommation (watts par bougie) en fonction de la température montre que la puissance lumineuse croît d'abord proportionnellement à la température jusqu'à 1 720° (température de corps noir), puis croît de moins en moins vite : cette courbe de consommation s'infléchit à 1 720° et devient presque horizontale pour 1 800°. Une fois le point correspondant à l'éclat maximum atteint, on a souvent fait subir une surcharge de 100 % au filament sans que celui-ci se rompe.

La courbe du coefficient de température du filament montre que celui-ci est d'abord négatif ; la résistance tombe de 32,75 ohms à 1 125°, à 26,25 ohms à 1 375° ; elle s'élève ensuite à 27 ohms à 1 720° et présente un coefficient très légèrement négatif à partir de ce point. On peut noter que le changement de signe du coefficient de température se produit pratiquement au point pour lequel le rapport de la température à la puissance lumineuse subit sa plus grande variation. Il semble donc qu'une modification moléculaire ait lieu dans le filament.

Pour mettre en évidence la grande solidité que présente le filament contre les surcharges, on a établi une lampe comprenant, comme filament, deux longs fils de cuivre servant de support à une courte boucle du filament hélion. L'intensité du courant a pu être élevée jusqu'à ce que l'un des fils de cuivre fût volatilisé, bien que la section de ces fils fût plusieurs fois supérieure à la section du filament. Ce dernier ne semblait pas avoir souffert.

Des essais de durée n'ont pas encore pu être exécutés d'une façon absolument concluante, mais, sur le petit nombre de lampes essayées, on a constaté des durées de fonctionnement comprises entre 485 heures et 1 270 heures; plusieurs de ces lampes avaient déjà servi à d'autres essais avant de subir cette épreuve de durée. Le vidage des lampes n'était pas très parfait avec les appareils dont disposaient les auteurs, et il est probable qu'avec une fabrication soignée les durées de fonctionnement atteindraient des valeurs très élevées. La preuve que la fabrication n'était pas très bonne est que la lampe brûlée au bout de 485 heures avait présenté une diminution d'intensité lumineuse de 15 %, tandis que la lampe qui brûlait encore au bout de 1 270 heures n'a présenté, pendant ce laps de temps, qu'une chute de 3 % dans la puissance lumineuse. Plusieurs lampes ont présenté, pendant une certaine période de leur existence, une augmentation de puissance lumineuse. Toutes les lampes avaient, au début, une consommation spécifique de un watt par bougie. La lampe qui fonctionnait encore au bout de 1 270 heures a présenté les résultats suivants : au début, la puissance lumineuse était de 37 bougies pour 37 watts : au bout de 200 heures, la puissance lumineuse commençait à augmenter, pour s'élever à 40 bougies au bout de 400 heures, avec une consommation invariable de 37 watts. Après 400 heures, la puissance lumineuse commençait à décroître et retombait à 37 bougies au bout de 500 heures. La décroissance continuait ensuite très lentement : au bout de 1 230 heures, la puissance lumineuse était de 35,5 bougies et la consommation de 36,5 watts. Le filament se rompit à une extrémité à la 1 270e heure. Le noircissement de l'ampoule était très faible.

D'après les observations, faites jusqu'à présent, il semble que le rendement élevé du filament hélion soit dû principalement à la radiation sélective, le filament atteignant une blancheur maxima à une température relativement basse, après quoi l'accroissement de température jusqu'à 1 720° augmente l'éclat du filament, mais ne semble pas modifier beaucoup la couleur de la lumière ; avec le filament de carbone au contraire, la couleur et la qualité de la lumière présentent une variation sensible quand la température augmente. En faisant quelques comparaisons avec le filament de carbone, jusqu'au point de désintégration de celui-ci, on constata que, même à ce point, la lumière était beaucoup plus jaune que celle du filament hélion à sa température normale de fonctionnement. On a pu établir des filaments de 30 bougies pour des tensions de 100 à 115 volts, ayant approximativement la même longueur que les filaments de carbone.

R. V.

Nouvelle lampe à incandescence à filament métallique. — *The Electrician*, 18 janvier 1907.

Cette nouvelle lampe, présentée récemment en Angleterre, possède un filament formé d'un alliage de zirconium et de tungstène, et a pu être établie pour des tensions atteignant 220 volts. Elle a été inventée par le Dr Zernig et est fabriquée d'après un procédé encore inconnu basé sur l'utilisation de combinaisons hydrogénées des métaux. Des combinaisons azotées ont été aussi essayées, mais sont moins avantageuses, en ce que les opérations chimiques exigent des températures plus élevées. Les combinaisons hydrogénées semblent avoir été employées en premier lieu par Winckler, mais sur une petite échelle. L'alliage obtenu est tel que les filaments peuvent être fabriqués à la presse : il a permis de fabriquer des lampes de 16 bougies pour 100 volts ou de 32 bougies pour 200 volts.

L'introduction de tungstène dans le filament a permis d'élever considérablement la tension sous laquelle la lampe peut fonctionner. Le prix de revient de la fabrication des filaments est très faible, et de l'ordre de celui auquel on arrive dans l'établissement des lampes ordinaires au carbone. Les lampes ne sont pas fragiles et fonctionnent aussi bien sur courant alternatif que sur courant continu : elles consomment 1,3 à 1,5 watts par bougie.

R. V.

ÉLECTROCHIMIE

Sur le fonctionnement des électrodes en aluminium. — **G. Schulze.** — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

L'auteur s'est proposé, en se limitant au cas du courant continu, d'étudier expérimentalement l'influence des différents électrolytes et de déterminer la chute de tension unipolaire présentée par les électrodes d'aluminium.

Dans presque toutes les expériences, l'appa-

reil employé avait la forme suivante : Un tube de verre de $2^{cm},6$ de diamètre et de 12 centimètres de hauteur était rétréci à son extrémité inférieure et contenait la tige d'aluminium à étudier ; cette tige avait un diamètre de $0^{cm},4$ et portait un revêtement en caoutchouc laissant libre une surface de 5 centimètres carrés. La tige était enfoncée dans le tube de façon que la couche de caoutchouc fût supprimée dans la partie réservée du tube et formât un joint étanche. Le récipient dans lequel on faisait l'électrolyse contenait l'électrode d'aluminium, une électrode en platine et un thermomètre : l'électrode de platine était formée d'une feuille de 25 centimètres carrés de surface reliée à un fil de platine disposé dans un tube de verre : cette feuille avait une forme demi-cylindrique. La cuve à électrolyse était généralement placée dans de la glace ou dans un mélange réfrigérant, de façon à présenter une température de — 2° à + 5° aussi constante que possible. La couche dont était revêtue la tige d'aluminium, et dans laquelle se produisait la chute de tension et le dégagement de température, était refroidie extérieurement par l'électrolyte et intérieurement par la masse de la tige d'aluminium. Avant chaque expérience, on nettoyait la tige d'aluminium avec de la potasse caustique et avec de l'eau distillée.

Le dispositif expérimental permettait, au moyen d'un commutateur, d'intercaler brusquement l'élément dans un pont disposé pour la mesure de la capacité, d'après la méthode absolue de Thomson-Maxwell : la capacité était déterminée ainsi par une mesure et au moyen des formules correspondantes.

L'auteur a étudié, dans ses expériences, les points suivants : cause de la chute de tension élevée à l'anode d'aluminium ; influence de la densité de courant ; influence de la nature de l'électrolyte sur la formation ; caractéristiques statiques ; résistance de la couche active ; influence de la température ; nature de la pellicule. Il a trouvé que la couche active n'est pas la peau solide qui se forme sur l'électrode, mais une pellicule gazeuse. Une étude faite avec PO_4H_3 comme électrolyte a montré que l'épaisseur de la peau solide avait pour valeur 2,7, 3,9, 10,9, 22,1, 830 . 10^{-5} centimètre au bout de 1 600, 2 000, 6 000, 12 000 et 100 000 secondes, la densité de courant étant de 0,005 ampère par centimètre carré et la température de 20°. On voit que l'épaisseur de la peau solide formée de PO_4Al, croît d'une façon continue avec la quantité d'électricité : tandis que cette épaisseur va en croissant, il n'en est pas de même de la chute de tension.

Les résultats principaux obtenus par l'auteur dans cette série d'expériences sont les suivants :

1° Il se produit une décharge par étincelle et par aigrettes dans la couche active.

2° Les caractéristiques statiques montrent que, pour de faibles densités de courant, la chute de tension est proportionnelle à la densité du courant (couche gazeuse avec passage non spontané du courant) et que, pour les fortes densités de courant, la chute de tension est à peu près indépendante de la densité du courant (couche gazeuse avec passage spontané du courant).

3° La chute de tension et l'épaisseur de la couche active atteignent, lors de la formation, une valeur finale caractéristique, tandis que l'épaisseur de la peau solide croît d'une façon continue avec la quantité d'électricité qui traverse l'élément.

4° L'épaisseur de la couche active va en diminuant dans quelques électrolytes, après l'interruption du courant, tandis que la couche solide est insoluble dans ces mêmes électrolytes.

5° La relation entre l'épaisseur de la couche active et la chute de tension est indépendante de la nature de l'électrolyte employé. De ces observations, il devrait résulter d'une façon à peu près certaine que le phénomène particulier présenté par les anodes d'aluminium est dû à la formation d'une pellicule gazeuse consistant, dans les cas étudiés, en oxygène. La peau solide et poreuse déposée sur l'aluminium par le passage du courant n'est importante qu'en ce qu'elle présente à la pellicule gazeuse des conditions favorables pour sa formation. On doit pouvoir, par suite, expliquer pourquoi chaque électrolyte présente une tension finale caractéristique et une limite caractéristique au delà de laquelle la pellicule gazeuse ne peut pas croître. Il est plus difficile d'expliquer pourquoi les fortes chutes de tension observées ne se produisent que dans une direction, quand l'aluminium est anode. Il serait prématuré de tirer, sur ce point, une conclusion quelconque, tant que des mesures plus complètes n'auront pas confirmé les résultats



des précédentes. On peut provisoirement indiquer seulement que les électrodes de la couche gazeuse sont extrêmement différentes, puisque d'un côté il y a un liquide contenant des ions positifs et négatifs librement mobiles, mais affectés d'une masse, et de l'autre côté il y a un métal dans lequel, d'après les vues modernes, les électrons négatifs dépourvus de masse sont seuls mobiles. C'est sur la différence de nature des électrodes que doit reposer vraisemblablement l'unipolarité du phénomène.

La grandeur de la chute de tension dans la couche gazeuse est aussi particulière. Elle atteint 550 volts pour une épaisseur de 5 $\mu\mu$ soit 11 millions de volts par centimètre ; c'est là une chute de tension comme on n'en a encore jamais observée jusqu'à présent.

E. B.

Sur la décomposition de l'ammoniaque et la formation de l'ozone sous l'effet de la decharge silencieuse. — **R. Pohl.** — *Annalen der Physik*, décembre 1906.

L'auteur a fait un certain nombre de mesures sur la décomposition de l'ammoniaque et sur la formation d'ozone dans l'appareil à ozone de Siemens. Cet appareil consiste, comme l'on sait, en un condensateur cylindrique comprenant comme diélectrique deux tubes de verre entre lesquels est interposée une couche gazeuse. Le tube à ozone était alimenté par un transformateur formé par une bobine d'induction de 30 centimètres d'étincelle à noyau presque fermé. L'enroulement primaire comprenait 160 tours de fil et l'enroulement secondaire 32 000 tours ; le circuit primaire était alimenté par un alternateur donnant une forme de courbe purement sinusoïdale. La variation d'intensité du courant secondaire était obtenue par modification du courant primaire, obtenue elle-même par réglage du courant d'excitation de l'alternateur ; une résistance liquide permettait un réglage précis. Un électromètre de Dolezalek à montage idiostatique et un électromètre de Braun permettaient de mesurer les tensions.

L'ammoniaque étudié était préalablement séché dans un récipient contenant du chlorure d'argent à une température inférieure à 0°. Il traversait ensuite un tube plein de chaux et un tube plein d'ouate avant d'arriver au tube à ozone. Pour déterminer l'influence de la pression, on amenait le gaz sous différentes pressions dans ce tube, et on le décomposait pour des valeurs aussi uniformes que possible (42 à 46.10^{-5} ampères) du courant dans le tube. Le tableau I résume les résultats obtenus : les chiffres indiqués dans la colonne « potentiel » sont les valeurs efficaces des différences de potentiel en volts.

TABLEAU I

PRESSION en m.m de mercure	POTENTIEL en volts	COURANT en 10^{-5} ampères	COULOMBS pour la décomposition d'une molécule AzH_3	MOLÉCULES $AzH_3 \cdot 10^{-4}$ décomposées par 1 coulomb	GRAMMES DE AzH_3 / CHEVAL-HEURE	
85,2	8 830	42,8	1 964	5,09	2,58	Épaisseur de la couche gazeuse 2 mm. env.
74,9	8 450	43,3	2 364	4,23	2,24	
64,3	7 710	43,8	2 744	3,64	2,12	Temp. 20 — 23°.
45,4	6 610	44,6	3 282	3,05	2,06	
33,0	5 820	44,9	3 841	2,60	2,01	Surface des armatures 53^{cmq},4.
25,2	5 660	45,3	4 590	2,18	1,73	
13,7	4 570	45,6	6 566	1,52	1,50	

En ce qui concerne le rendement technique, il ne faut pas considérer les chiffres indiqués comme susceptibles d'être appliqués à une méthode pratique de décomposition de l'ammoniaque. Les chiffres indiqués représentent seulement les proportions d'énergie dans le phénomène chimique. On voit que le rendement technique croît avec la pression, ce qui concorde avec les résultats obtenus par Warburg pour la formation d'ozone dans la décharge entre pointes.

TABLEAU II

POTENTIEL en volts	DENSITÉ de courant en 10^{-6} ampères par cmq.	COULOMBS pour une molécule	MOLÉCULES pour 10^6 coulombs	GRAMMES AzH_3 / CHEVAL-HEURE	
6 780	4,3	2 757	3,63	2,40	Épaisseur de la couche gazeuse 2 mm.
6 950	4,8	2 547	3,93	2,53	
7 500	5,9	2 435	4,11	2,46	
7 880	6,7	2 382	4,20	2,40	Température.
8 450	8,1	2 364	4,23	2,26	
8 910	9,7	2 280	4,38	2,21	Surface des armatures 53^{cmq},4.
9 730	11,5	2 275	4,40	2,10	
10 650	13,7	2 022	4,95	2,08	

En ce qui concerne l'influence des potentiels, les chiffres du tableau II résument les résultats obtenus.

On voit que, lorsque la différence de potentiel croît, l'effet produit par l'unité de quantité d'électricité va en augmentant. Le rendement de la décomposition présente un maximum pour un potentiel d'environ 7 000 volts, puis diminue lentement quand le potentiel continue à croître. L'étude de la transformation de l'oxygène en ozone conduit exactement au même résultat, le rendement présentant un maximum pour 6 500 volts. Il y a lieu de remarquer que cette influence de la différence de potentiel dépend vraisemblablement en partie de l'élévation simultanée de la densité de courant, car Warburg n'a observé qu'une très faible influence en étudiant l'effet d'une décharge électrique silencieuse entre une plaque et une pointe, avec un dispositif expérimental dans lequel on pouvait modifier indépendamment l'une de l'autre la différence de potentiel et l'intensité de courant.

Pour déterminer l'influence de la grandeur des armatures et de la densité de courant, l'auteur a fait des mesures avec de longues feuilles de papier de nickel et a trouvé les résultats que résume le tableau III.

TABLEAU III

LONGUEUR des armatures en cm.	SURFACE ACTIVE en cmq.	DENSITÉ de courant en 10^{-6} amp.	POTENTIEL en volts	COULOMBS par molécule AzH_3	MOLÉCULES AzH_3 par 10^4 coulombs	GRAMMES de AzH_3 / CHEVAL-HEURE	
10	53,4	6,6	7 830	2 382	4,20	2,39	Épaisseur de la couche
8	40,4	8,6	7 960	2 535	3,94	2,23	gazeuse 2 mm.
6	30,8	10,9	8 320	2 840	3,52	1,90	.
4	21,6	15,0	9 170	3 090	3,24	1,58	Courant : 32,4 à
2	15,6	20,8	10 520	3 490	2,86	1,28	35,8 . 10^{-5} amp.

Les chiffres de ce tableau montrent que l'effet produit et le rendement technique diminuent fortement avec la grandeur de la surface active.

Des expériences sur la formation d'ozone ont été faites avec de l'air soigneusement séché. Les résultats obtenus par l'auteur sont résumés par le tableau IV.

TABLEAU IV

POTENTIEL en volts	MG.-OZONE / AMP.-MIN.	MOLEC.-OZONE / COULOMB . 10^4	G.-OZONE / CHEV.-HEURE	REMARQUES
5 360	2 825	9,80	23,3	
5 550	2 795	9,70	22,2	Épaisseur de la couche
6 320	3 715	12,88	26,0	gazeuse 2 mm. env.
6 490	3 862	13,40	26,3	
6 810	3 715	12,88	24,1	
8 130	4 260	14,78	23,1	
8 180	4 170	14,47	22,5	Surface des armatures
9 780	4 750	16,45	21,5	50cmq,2.

On voit que la formation de l'ozone dépend du potentiel d'après les mêmes lois que la décomposition de l'ammoniaque. L'effet produit, c'est-à-dire le nombre de molécules va en augmentant avec la valeur du potentiel, mais le rendement technique présente un maximum pour 6 500 volts, et diminue lentement pour les tensions supérieures à ce chiffre. Les expériences faites avec de l'oxygène pur au lieu d'air ont donné les mêmes résultats : le maximum de rendement est atteint avec 46 grammes d'ozone par cheval-heure pour 6 500 volts.

E. B.

MESURES

Sur la mesure de la puissance dans les systèmes triphasés à conducteur neutre. — **E. Orlich.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 24 janvier 1907.

Soit (fig. 1) un système triphasé à conducteur

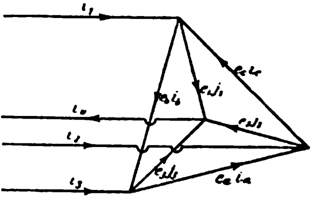


Fig. 1.

neutre. Les valeurs instantanées sont désignées par de petites lettres et les valeurs efficaces par



de grandes lettres. On a, d'après la notation de la figure 1 :

$$\left.\begin{aligned} e_a &= e_3 - e_2 \\ e_b &= e_1 - e_3 \\ e_c &= e_2 - e_1 \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

$$\left.\begin{aligned} i_1 - j_1 &= i_b - i_c \\ i_2 - j_2 &= i_c - i_a \\ i_3 - j_3 &= i_a - i_b \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

$$\left.\begin{aligned} i_0 &= j_1 + j_2 + j_3 \\ &= i_1 + i_2 + i_3 \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Soit, en outre :

$$e_0 = e_1 + e_2 + e_3 \qquad (4)$$

de sorte que l'on a :

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= \frac{1}{3}(e_0 + e_b - e_c) \\ e_2 &= \frac{1}{3}(e_0 + e_c - e_a) \\ e_3 &= \frac{1}{3}(e_0 + e_a - e_b) \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

On en déduit les formules suivantes pour la valeur instantanée de la puissance totale dans un système à quatre fils :

$$q = e_c i_2 - e_b i_3 + e_1 i_0 \qquad (6)$$

$$q = e_c\left(i_2 - \frac{1}{3} i_0\right) - e_b\left(i_3 - \frac{1}{3} i_0\right) + \frac{1}{3} e_0 i_0 \qquad (7)$$

$$q = (e_c - e_b)\left(i_3 - \frac{1}{3} i_0\right) + e_c(i_2 - i_3) + \frac{1}{3} e_0 i_0 \qquad (8)$$

$$2q = e_b(i_1 - i_3) + (e_c - e_a)\left(i_2 - \frac{1}{3} i_0\right) + \frac{2}{3} e_0 i_0 \qquad (9)$$

$$3q = (e_b - e_c) i_1 + (e_c - e_a) i_2 + (e_a - e_b) i_3 + e_0 i_0 \qquad (10)$$

$$3q = (e_b - e_c)(i_1 - i_3) + (e_c - e_a)(i_2 - i_3) + e_0 i_0 \qquad (11)$$

A chacune des formules (6) à (11), on peut ajouter deux autres formules par permutation circulaire. Si l'on pose $e_0 = 0$, on retombe sur les formules données par Aron et Stern. Le compteur Aron repose sur l'application de la formule 7 : l'équation (9) a servi de base à un compteur de l'A. E. G., et la formule (11) à un compteur de Siemens et Halske. Le terme e_0 indique la quantité que l'on néglige.

Mais il est inutile que e_0 soit nul lui-même quand on a affaire à un système triphasé équilibré et complètement symétrique : dans ce cas, il ne disparaît que si la courbe de tension étoilée ne contient pas d'harmoniques supérieurs dont l'ordre soit divisible par 3. Si l'on pose :

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= \Sigma \mathcal{E}_k \sin k\omega t \\ e_2 &= \Sigma \mathcal{E}_k \sin\left(k\omega t + \frac{2k\pi}{3}\right) \\ e_3 &= \Sigma \mathcal{E}_k \sin\left(k\omega t + \frac{4k\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\} \quad k = 1, 3, 5\ldots,$$

il vient :

$$e_0 = 3(\mathcal{E}_3 \sin 3\omega t + \mathcal{E}_9 \sin 9\omega t + \cdots),$$

$$E_0^2 = \frac{9}{2}(\mathcal{E}_3^2 + \mathcal{E}_9^2 + \cdots).$$

mais même quand les harmoniques supérieurs de l'ordre 3, 9... manquent dans la tension étoilée, e_0 peut avoir des valeurs appréciables quand les charges sont inégales.

Pour la mesure de e_0, on peut employer l'une des deux méthodes suivantes.

a) Des équations (1) et (4), on tire l'équation :

$$E_0^2 = 3(E_1^2 + E_2^2 + E_3^2) - (E_a^2 + E_b^2 + E_c^2)$$

qui est valable pour toute répartition de la tension. Si les trois tensions étoilées E_* et les trois tensions composées E_Δ sont égales entre elles, on a :

$$E_0^2 = 9\left(E_*^2 - \frac{1}{3} E_\Delta^2\right).$$

Dans une machine triphasée non chargée, avec courbe de tension trapézoïdale, on a trouvé expérimentalement :

$$E_* = 71,3 \text{ V}, \quad E_\Delta = 118,8 \text{ V}.$$

on en déduit la valeur suivante :

$$E_0 = 58,5 \text{ V}.$$

Sur une autre machine, on a obtenu, pour des charges inégales, les valeurs :

$$E_1 = 63,9 \text{ V}, \qquad E_a = 107,8 \text{ V},$$
$$E_2 = 63,0 \text{ V}, \qquad E_b = 109,6 \text{ V},$$
$$E_3 = 62,7 \text{ V}, \qquad E_c = 110,2 \text{ V}.$$

on en déduit pour E_0 la valeur :

$$E_0 = 14,6 \text{ V}.$$

Cette méthode exige des mesures très exactes des valeurs individuelles, car la valeur de E_0 est obtenue sous forme d'une différence. Quand la

tension varie, on peut donc obtenir des résultats très faux.

b) La méthode suivante ne présente pas cet inconvénient : elle permet de mesurer directement E_0 et l'erreur commise sur la puissance.

Les trois conducteurs extérieurs sont reliés à un point neutre par trois résistances égales r : ce dernier est relié par un voltmètre sensible de résistance ρ avec le conducteur neutre du réseau. Soient a_1, a_2, a_3, a_0 les courants dans les résistances r et ρ ; on a

$$e_1 = a_1 r + a_0 \rho$$

$$e_2 = a_2 r + a_0 \rho$$

$$e_3 = a_3 r + a_0 \rho$$

on en déduit pour e_0 la valeur :

$$e_0 = (r + 3\rho) a_0.$$

Il suffit donc de multiplier par $(r + 3\rho)/\rho$ les indications du voltmètre, pour obtenir E_0.

Si l'on connecte de la même manière la bobine de tension d'un wattmètre, dont la bobine d'intensité est parcourue par un courant i, on peut mesurer directement l'erreur dans les équations (7) et (11).

Des mesures faites sur un transformateur de 5 kilowatts de $3 \times 3000/3 \times 120$ volts ont donné les résultats suivants : à vide on avait $e_0 = 0$. Pour une charge intercalée sur deux conducteurs extérieurs, on avait encore $e_0 = 0$. Pour une charge entre le conducteur neutre et un conducteur extérieur, on avait $E_0 = 20$ volts pour une charge de 0,9 kilowatts et $E_0 = 35$ volts pour une charge de 1,55 kilowatt. Une mesure au wattmètre donnait, dans le dernier cas, comme valeur moyenne de $(1/3) e_0 i_0$ le chiffre de 37 watts, c'est-à-dire 2,4 % de la charge totale.

B. L.

DIVERS

***Propriétés électriques des modifications du sélénium sous l'action de la chaleur et de la lumière.* — P. V. Schrott.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 janvier 1907.

L'auteur a étudié le sélénium obtenu par échauffement du sélénium amorphe, le sélénium gris cristallin préparé en partant du séléniure de potassium, le sélénium cristallisé et la modification obtenue en laissant pendant longtemps du sélénium rouge amorphe dans de la chinoline. Ces différentes modifications furent réduites en poudre, pressées sous forme de cylindres, et étudiées sous cette forme.

Toutes les préparations grises cristallines obtenues en échauffant du sélénium amorphe sont extrêmement instables et leurs coefficients de température sont positifs ou négatifs. La distinction faite par Siemens entre les modifications I, II et III n'existe pas, ces différentes modifications se transformant les unes en les autres. L'étude des aspects du sélénium désignés sous les noms de « durs » ou de « tendres » par Ruhmer, a présenté des propriétés semblables aux formes I et II de Siemens. L'étude a montré en outre que le sélénium cristallisé, obtenu en partant du séléniure de potassium, (sélénium A) n'est pas conducteur et ne possède aucune sensibilité à la lumière. Le sélénium cristallisé gris se transforme en partie en sélénium métallique B quand on le chauffe : celui-ci présente une certaine conductibilité électrique et est sensible à la lumière. Le sélénium rouge amorphe, laissé longtemps dans de la chinoline, a présenté une conductibilité électrique et une sensibilité à la lumière très nettes, bien que n'ayant pas été chauffé. Le sélénium rouge cristallisé, obtenu au moyen de sulfure de carbone, a présenté une tendance à former du sélénium B quand on le chauffe. Il en a été de même avec du sélénium précipité abandonné 14 jours dans du sulfure de carbone.

En étudiant la sensibilité du sélénium à la lumière en fonction de la température, l'auteur a constaté que, au voisinage du point de fusion (210° environ), la sensibilité disparaît : après un refroidissement, l'accroissement de résistance sous l'effet de la lumière a été constaté jusqu'à 70° environ ; aux températures plus basses, ce phénomène se transforme en la sensibilité lumineuse du second genre signalée par Siemens.

L'auteur attribue à l'ionisation la diminution de résistance du sélénium sous l'action de la lumière : l'augmentation de résistance constatée dans certaines conditions expérimentales proviendrait d'une photo-polymérisation.

B. L.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 23 Février 1907. 14e Année. — N° 8.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DU RÉCEPTEUR TÉLÉPHONIQUE *(Suite)* (1)

IV. — ÉTUDE DES COEFFICIENTS CONSTANTS DES ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES

Les coefficients qui entrent dans les équations précédentes ne sont pas en réalité constants ; nous allons montrer dans ce qui suit, qu'ils dépendent de certaines conditions dont jusqu'à présent nous n'avons point tenu compte.

Dans ce qui va suivre nous prendrons comme unité de résistance l'ohm, et comme unité de self-induction le milli-henry. On voit immédiatement qu'il faut, pour avoir un système cohérent, prendre pour unité de temps $\frac{1}{1000}$ de seconde.

a) Étude des coefficients de self et de résistance. — M. Devaux-Charbonnel a mesuré la résistance et la self d'un appareil Ader. Il a obtenu les résultats suivants :

Récepteur	Résistance courant continu	140	ohms.
	— alternatif	272	ohms, fréquence 1 000.
	Self-induction	24	milli-henrys.
Circuit primaire du microphone (secondaire ouvert)	Résistance courant continu	1,5	ohms.
	— alternatif	13	ohms, fréquence 1 000.
	Self-induction	8	milli-henrys.

(1) Voir l'*Eclairage Electrique*, tome L, 17 février 1907, p. 221.

Circuit secondaire du microphone (primaire ouvert).	Résistance courant continu. . .	154	ohms.
	— alternatif. .	430	ohms, fréquence 1 000.
	Self-induction.	400	milli-henrys.
Circuit secondaire du microphone (primaire fermé sur 10 ohms).	Résistance courant alternatif. .	670	ohms, fréquence 1 000.
	Self-induction.	36	milli-henrys.

On peut faire sur ce tableau les remarques suivantes :

1° La valeur de la résistance d'une bobine dépend essentiellement de la fréquence du courant qui y passe ; c'est ainsi que la résistance du récepteur Ader, par exemple, varie de 140 à 272 ohms lorsque la fréquence du courant qui la traverse varie de 0 à 1 000.

Cela tient essentiellement aux courants de Foucault qui se forment dans les masses métalliques de la bobine et qui, lorsque le courant atteint la fréquence 1 000, développent une chaleur Joule équivalente à celle que produirait une résistance de 132 ohms.

2° La résistance et la self-induction du secondaire du microphone varient suivant que le primaire est ouvert ou fermé.

Le calcul suivant va montrer que ces variations sont essentiellement dues à la présence d'une induction mutuelle du primaire et du secondaire.

Soient en effet L et R la self-induction et la résistance du circuit secondaire, lorsque le primaire est ouvert.

On peut écrire :

$$L = L' + L''$$
$$R = R' + R''$$

en appelant L' et R' les mêmes coefficients relatifs au récepteur ; et L'', R'' ceux du secon daire du transmetteur. Lorsque le primaire est fermé, les coefficients mesurés sur le secondaire sont

$$L_1 \neq L''$$
$$R_1 \neq R''$$

L_1 et R_1 sont la self et la résistance apparentes du secondaire, que nous nous proposons précisément de calculer en fonction de L'' et R''.

Désignons par M l'induction mutuelle des deux circuits, par i et j les courants dans le secondaire et dans le primaire : nous les supposerons sinusoïdaux ou, si l'on veut, proportionnels à $e^{\omega t}$, ω étant une imaginaire pure ; soit enfin E la force électromotrice alternative aux bornes du secondaire. La théorie bien connue des courants alternatifs donne les deux équations suivantes :

$$(L''\omega + R'')i + M\omega j = E \qquad \text{(secondaire)}$$
$$M\omega i + (N\omega + S)j = 0 \qquad \text{(primaire)}$$

N et S sont la self et la résistance du primaire, fermé sur 10 ohms et ne contenant aucune force électromotrice.

On tire de ces deux équations :

$$\frac{E}{i} = L''\omega + R'' - \frac{M^2\omega^2(S - N\omega)}{S^2 - N^2\omega^2}.$$

Or, si l'on avait mesuré sans précaution la self et la résistance apparente du secondaire du microphone, on aurait trouvé :

$$\frac{E}{i} = L_1\omega + R_1$$



d'où

$$L_1\omega + R_1 = L''\omega + R'' - \frac{M^2\omega^2(S - N\omega)}{S^2 - N^2\omega^2}.$$

Comme nous l'avons dit ω est une imaginaire pure, et il vient par suite, en égalant les parties imaginaires et les parties réelles :

$$\left\{\begin{aligned} L_1 &= L'' - \frac{M^2}{N - \dfrac{S^2}{N\omega^2}} \\ R_1 &= R'' - \frac{M^2\omega^2 S}{S^2 - N^2\omega^2}. \end{aligned}\right.$$

Or : $\omega^2 > 0$. Par suite

$$\left\{\begin{aligned} L_1 &< L'' \\ R_1 &> R''. \end{aligned}\right.$$

Donc la présence d'une induction mutuelle produit une diminution apparente de la self-induction et une augmentation apparente de la résistance.

Finalement nous prendrons dans nos calculs

$$L = L' + L'' = 24 + 400 = 424$$
$$N = 8$$
$$R = R' + R'' = 272 + 670 = 942$$
$$M = \sqrt{L'' \times N} = 56.$$

L'hypothèse $M^2 = L''.N$ correspondrait au cas où le transformateur du microphone n'aurait pas de fuite magnétique, cas qui est à peu près réalisé.

b) Détermination de la masse de la plaque vibrante. — Il ne serait pas exact de prendre pour m la masse même de la plaque vibrante. Soit en effet u le déplacement d'un point quelconque de la plaque ; u est une fonction de la distance de ce point au centre. La force vive est :

$$\frac{1}{2}\Sigma\mu u'^2$$

μ étant l'élément de masse dont la vitesse est u'.

Le déplacement du centre étant x, on a $x' > u'$. Donc si nous représentons la force vive par $\frac{1}{2}mx'^2$ il faut nécessairement que $m < \Sigma\mu$.

Pour avoir l'expression exacte de la force vive, il faudrait trouver l'expression de u en fonction de r. La théorie de l'élasticité enseigne que cette fonction peut être déterminée par l'équation :

$$\Delta\Delta u = ku$$

et sur le pourtour, où la plaque est encastrée, on a les équations aux limites

$$u = 0$$
$$\frac{du}{dr} = 0.$$

On a ainsi une équation du quatrième ordre.

On est amené à prendre

$$m = \frac{1}{5}\Sigma\mu.$$

Si on suppose que la masse totale de la plaque est de 5 grammes, nous prendrons $m = 1^{gr}$.

c) Détermination des coefficients k et M'. — Ces deux cofficients ont été déterminés par M. Abraham.

Pour mesurer k, on note la flexion d'une plaque encastrée et on trouve qu'un poids de 75 grammes produit une flexion de 250 μ.

Or nous avons vu que la première des équations de Maxwell appliquée au téléphone était :

$$mx'' + Fx' + kx - M'i = \Phi.$$

Dans l'expérience actuelle elle se réduit à

$$kx = \Phi.$$

$$k = \frac{\Phi}{x} = \frac{75 \times 10^3}{25 \times 10^{-3}} = 3 \times 10^6 \text{ c. g. s.}$$

Or, dans le système d'unités que nous avons adopté, on prend pour unités fondamentales le gramme-masse, l'ohm et le millihenry. Nous avons déjà dit que l'unité de temps dans ce système valait 0s,001 : en effet, l'unité de résistance n'étant pas changée, et ses dimensions étant LT^{-1}, puisque l'unité de longueur (millihenry) est 1000 fois plus petite que dans le système pratique, il en est de même de l'unité de temps.

De plus dans le système pratique l'unité de longueur (henry) vaut 10^9 c. g. s.; donc, dans celui-ci, elle vaut 10^6 c. g. s. Il résulte de ces remarques que k ayant pour dimensions MT^{-2}, sera mesuré par un nombre 10^6 fois plus petit qu'en unités c. g. s.

Donc, dans notre système, $k = 3$.

Quant à M' on le mesure en faisant passer un courant continu de $0^A,01$ dans la bobine, et on trouve un déplacement de 1^μ.

Or, nous avons vu que dans le circuit l'équation de Maxwell était :

$$(m\omega^2 + F\omega + k)x = M'i.$$

Le courant étant continu $\omega = 0$, et par suite

$$M' = \frac{kx}{i} = \frac{3 \times 10^6 \times 10^{-4}}{10^{-3}} = 0{,}3 \times 10^6 \text{ c. g. s.}$$

et d'après ce qui précède, M' étant une longueur sera mesuré dans notre système par le nombre $M' = 0{,}3$.

L'appareil de M. Abraham avait une résistance de 13 ohms ; notre récepteur a 140 ohms soit environ 10 fois plus. Nous admettrons que dans notre récepteur, le coefficient M' eût été 10 fois plus grand et nous prendrons ici $M' = 3$. Nous pouvons maintenant écrire l'équation numérique à laquelle nous arrivons :

$$(m\omega^2 + F\omega + k)\left[(L\omega + R)(N\omega + S) - M^2\omega^2\right] + M'^2\omega(N\omega + S) = 0.$$

La résistance du primaire fermé sur 10 ohms est : $S = 23$ et en négligeant le terme $F\omega$, il vient en chiffres ronds :

$$(\omega^2 + 3)\left[480\omega^2 + 17.288\omega + 21.666\right] + 9\omega(8\omega + 23) = 0.$$

Il ne faut pas oublier du reste que ces coefficients dépendent de ω.

Cas de deux récepteurs et de deux transmetteurs. — Nous allons voir que dans ce cas il n'y a rien de changé.

Nous introduirons deux variables de plus, savoir : le déplacement du centre de la plaque vibrante du deuxième récepteur, soit x_1 et le courant dans le primaire du deuxième transmetteur, soit J_1.



Les deux appareils sont identiques de sorte que l'on peut poser comme précédemment, pour ce deuxième transmetteur :

$$J_1 = J_0 + j_1 \text{ et } R_1 = S + r_1$$

S étant la résistance moyenne, la même pour les primaires des deux microphones.

La self de la ligne devient 2L ; la résistance est 2R et on obtient les équations :

$$(m\omega^2 + F\omega + k)x = M'i = (m\omega^2 + F\omega + k)x_1 \quad \text{(récepteurs)}$$
$$2(L\omega + R)i + M'\omega(x + x_1) + M\omega(j + j_1) = 0 \quad \text{(ligne et secondaires)}$$
$$\left.\begin{aligned}(N\omega + S)j + M\omega i &= -rJ_0\\(N\omega + S)j_1 + M\omega i &= -r_1J_0\end{aligned}\right\} \text{(primaires).}$$

On déduit de ce système :

$$x = x_1.$$

De plus en introduisant les variables

$$\frac{j + j_1}{2} \quad \text{et} \quad \frac{r + r_1}{2}$$

on retombe sur un système de même forme que celui obtenu dans le cas précédent et on en tire :

$$\frac{MM'\omega}{Q(\omega)} = \frac{x}{J_0\dfrac{r + r_1}{2}}.$$

Comme en général, il n'y a qu'un appareil qui fonctionne, on peut faire $r_1 = 0$ et on voit que x est divisé par 2.

Détermination théorique des coefficients k *et* M'. — Le coefficient k est relatif à l'attraction exercée sur la plaque lorsqu'aucun courant ne passe dans la bobine : cette force qui agit sur la plaque se compose de deux termes : force d'attraction du noyau, force produite en vertu de l'élasticité de la plaque.

La deuxième force a une expression de la forme :

$$(k_0 + k_1x).$$

Quant à la première, ce sera

$$H^2\varphi(x)$$

H étant le champ dû à l'aimant permanent.

Comme x est toujours petit, cette deuxième force a pour expression suffisamment approchée :

$$H^2\varphi(0) + xH^2\varphi'(0).$$

Pour $x = 0$ le système est en équilibre ; par suite

$$k_0 + H^2\varphi(0) = 0.$$

Le coefficient k est donc de la forme :

$$k = k_1 + H^2\varphi'(0).$$

Comme l'attraction augmente lorsqu'on se rapproche de l'aimant on a nécessairement :

$$\varphi'(0) < 0.$$

D'autre part on a évidemment : $k_1 > 0$ et comme on a vu que la stabilité du mouvement exige que $k > 0$ on en conclut que $\varphi'(0)$ ne doit pas être trop fort.

Quant au coefficient M' il y aurait évidemment intérêt à l'augmenter ; lorsque le courant passe, le champ devient : $H + H_1 i$, et l'attraction est

$$(H + H_1 i)^2 \varphi(x).$$

Le terme Mi qui représente l'attraction exercée par le courant sur la plaque vibrante est ici

$$M'i = 2HH_1\varphi(0) \times i$$

et

$$M' = 2HH_1\varphi(0).$$

Donc pour augmenter M', il faut augmenter le champ permanent H ; mais on ne peut l'augmenter indéfiniment, car si l'on approche de la saturation, un courant donné i augmente très peu le champ, ce qui revient à dire que H_1 diminue.

Ce champ H_1 augmente avec le nombre des spires de la bobine, mais on augmente en même temps R et L, ce qui justifie l'assertion avancée plus haut, que M' croît proportionnellement à R. Quant à $\varphi(0)$ il y aurait intérêt à l'augmenter, c'est-à-dire à diminuer l'entrefer ; mais on ne peut trop le réduire car $\varphi(x)$ varierait très vite au voisinage de $x = 0$; par suite $\varphi'(0)$ serait très grand et nous avons vu plus haut que cela peut avoir des inconvénients.

Remarque sur l'équation caractéristique. — Nous nous sommes servis pour établir l'équation numérique en ω des valeurs réelles de L et de R. On peut modifier cette équation et se servir des valeurs apparentes de la self et de la résistance du secondaire.

Reprenons en effet l'équation :

$$(m\omega^2 + F\omega + k\left[(N\omega + S)\left[(L' + L'')\omega + (R' + R'')\right] - M^2\omega^2\right] + M'^2\omega(N\omega + S) = 0.$$

On a vu que

$$\left\{\begin{array}{l} L'' = L_1 + \dfrac{M^2N\omega^2}{N^2\omega^2 - S^2} \\ R'' = R_1 - \dfrac{M^2\omega^2 S}{N^2\omega^2 - S^2} \end{array}\right.$$

d'où l'équation

$$(m\omega^2 + F\omega + k\left[(N\omega + S)\left[(L' + L_1)\omega + (R' + R_1)\right] + (N\omega + S)M^2\omega^2 \frac{N\omega - S}{N^2\omega^2 - S^2} - M^2\omega^2\right] + - = 0$$

qui se réduit en négligeant le terme $F\omega$ à :

$$(m\omega^2 + k)\left[(L' + L_1)\omega + (R' + R_1)\right] + M'^2\omega = 0.$$

Si maintenant nous substituons les valeurs trouvées précédemment, il vient :

$$(\omega^2 + 3)\left[(24 + 36)\omega + (272 + 670)\right] + 9\omega = 0.$$

ou

$$(\omega^2 + 3)(60\omega + 942) + 9\omega = 0.$$

Les deux racines imaginaires de cette équation sont voisines de $\pm\sqrt{-3}$.

(A suivre.) H. POINCARÉ.



LES VOITURES PÉTROLÉO-ÉLECTRIQUES

Nous désignons sous ce nom — faute d'une appellation meilleure — les véhicules dont la propulsion est assurée par la combinaison d'un moteur à essence et de dispositifs électriques remplissant différentes fonctions. Nous pouvons, de prime abord, classer ces véhicules en trois catégories distinctes suivant les services qu'est appelé à rendre le dispositif électrique.

Dans la première catégorie, comprenant les véhicules généralement nommés *voitures mixtes,* une dynamo montée en volant sur le moteur à explosions est reliée à une batterie d'accumulateurs et fonctionne tantôt en génératrice, tantôt en motrice, soit pour utiliser la puissance superflue du moteur thermique quand le couple résistant est faible, soit pour lui venir en aide quand le couple résistant est grand.

Dans la deuxième catégorie, comprenant les véhicules généralement nommés *voitures à transmission électrique*, le moteur thermique entraîne une génératrice, directement calée sur son arbre, et le courant débité par cette génératrice est utilisé dans un ou deux moteurs électriques entraînant les roues motrices.

Enfin, dans la troisième catégorie, comprenant les véhicules généralement nommés *voitures à changement de vitesse électrique,* les organes électriques ne servent que d'organes de transformation et remplaçent le changement de vitesse mécanique à pignons dentés : généralement, en grande vitesse, ces organes électriques ne jouent plus aucun rôle, et le moteur thermique entraîne lui-même les roues motrices par une transmission mécanique.

Nous allons passer successivement en revue les principales solutions proposées pour l'établissement des véhicules de ces trois catégories.

I. Voitures mixtes.

Depuis plus de quinze ans, des tramways électriques à accumulateurs ont été munis, par M. Patton, de groupes électrogènes de faible puissance travaillant à pleine puissance pour maintenir, dans la mesure du possible, la charge de la batterie. La même idée a été mise en œuvre par M. Mildé, qui a équipé avec de petits groupes électrogènes quelques-unes de ses voitures électriques à accumulateurs.

Plus tard, M. Dowsing a réalisé un système dans lequel le moteur thermique présentait une puissance égale à la puissance moyenne nécessaire pour la propulsion du véhicule, et entraînait une dynamo shunt, calée sur l'arbre de la transmission : cette dynamo était reliée à une batterie d'accumulateurs et fonctionnait tantôt en génératrice tantôt en motrice, suivant les variations de la puissance nécessaire pour la propulsion du véhicule.

Un système analogue a été établi aussi par M. Thury, et quelques voitures ont été construites d'après ce système par la Cie l'Industrie Électrique.

De même, en 1901, une société anglaise a construit des voitures établies d'après le système Asle Wallis. Le moteur à pétrole était accouplé à une petite dynamo connectée à des accumulateurs : après cette dynamo, l'arbre portait un embrayage à friction permettant de relier le moteur à l'arbre de transmission. Un combinateur permettait de régler l'excitation de la dynamo et de réaliser le freinage électrique.

Le système de voiture mixte le plus perfectionné et le plus susceptible d'applications pratiques est le système Pieper, employé sur les voitures dites « auto-mixtes » : les solutions,



intéressantes au point de vue électrique, qui ont été adoptées sur ces véhicules, méritent d'être étudiées avec quelque détail.

Système Auto-mixte. — Un moteur thermique à quatre cylindres M (fig. 1) porte, directement claveté sur son arbre, l'induit d'une dynamo shunt G, puis l'un des plateaux d'un embrayage magnétique E, dont l'autre plateau est claveté sur l'arbre de transmission à cardans qui attaque, par un pignon d'angle, l'essieu différentiel arrière. L'allumage du moteur thermique et le réglage du carburateur qui l'alimente sont effectués par des procédés électriques dont il sera question plus loin.

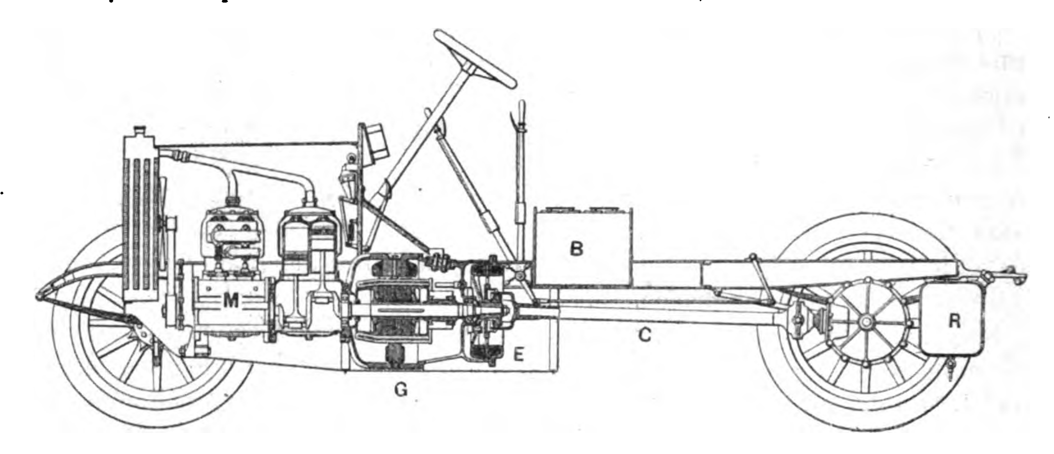


Fig. 1. — Voiture Auto-mixte.

La machine dynamo-électrique est tétrapolaire et est munie de pôles auxiliaires, excités en série, pour assurer une bonne commutation dans toutes les conditions de fonctionnement soit en génératrice, soit en motrice, et à des vitesses de rotation très variables.

La batterie d'accumulateurs, reliée invariablement à la dynamo et fonctionnant en tampon, comprend 24 éléments Tudor établis d'une façon très robuste spécialement en vue de cette application ; ces éléments ont une capacité d'environ 30 ampères-heure. Le courant de charge et de decharge de la batterie agit sur le carburateur du moteur thermique pour régler l'admission de celui-ci suivant les besoins.

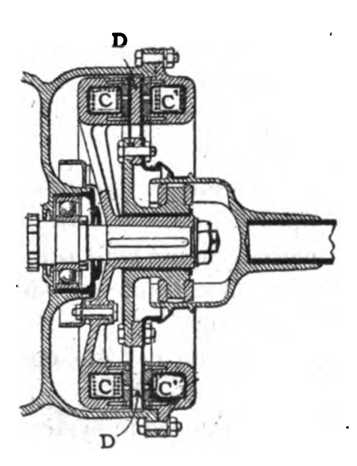


Fig. 2. — Système électromagnétique d'embrayage et de freinage.

L'embrayage électromagnétique comprend un plateau circulaire en fer D (fig. 2) placé contre une couronne en fer C qui porte un enroulement magnétisant : cette couronne est clavetée sur l'arbre du moteur et est mobile dans le sens longitudinal. Le disque est claveté sur l'arbre de transmission et porte des fentes radiales qui le rendent suffisamment élastique pour s'appliquer contre la couronne. L'intensité du courant qui parcourt l'enroulement magnétisant peut être réglée par la manœuvre d'une pédale : elle va en croissant graduellement de façon que l'embrayage s'effectue d'une façon absolument progressive. Une seconde couronne fixe C′, disposée de l'autre côté du plateau de fer et rigidement liée au châssis, porte également un enroulement magnétisant et sert pour le freinage. L'intensité du courant traversant cet enroulement est réglée aussi par la pédale qui sert à l'embrayage. Les variations d'intensité du courant d'embrayage et du cou-

rant de freinage sont obtenues par la rotation, d'un petit combinateur auxiliaire que commande la pédale.

L'appareil automatique qui commande l'admission des gaz au moteur se compose d'un solénoïde compound agissant sur un noyau tubulaire en fer doux qui manœuvre une valve étranglant plus ou moins l'orifice par lequel les gaz sont aspirés. L'une des bobines du solénoïde est excitée en dérivation et est reliée aux bornes de la batterie d'accumulateurs; l'autre bobine est excitée en série et est parcourue par le courant de charge et de décharge des accumulateurs. Un ressort antagoniste est réglé d'une façon convenable pour que la puissance du moteur thermique soit égale à la puissance résistante lorsque les accumulateurs sont complètement chargés: dans ce cas, la dynamo et la batterie ne jouent aucun rôle. Quand la puissance résistante augmente, les accumulateurs tendent à se décharger, et

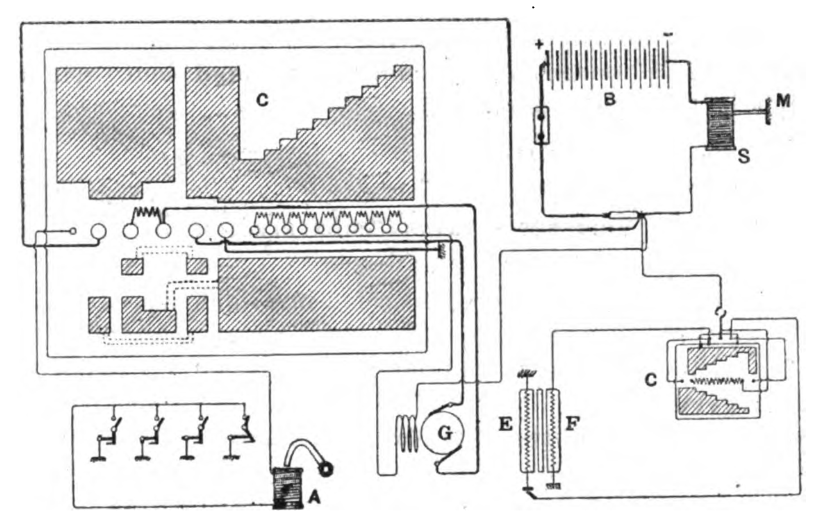


Fig. 3. — Schéma des connexions de l'Auto-mixte.

le courant qui circule dans la bobine série des solénoïdes agissant en sens inverse du courant qui circule dans la bobine shunt, provoque une augmentation de l'admission des gaz au moteur thermique qui fournit alors sa puissance maxima. Quand, au contraire, la puissance résistante diminue, les accumulateurs tendent à se charger, et le courant qui circule dans la bobine série du solénoïde, agissant dans le même sens que le courant circulant dans la bobine shunt, provoque une diminution de l'admission des gaz au moteur thermique.

La voiture est munie d'un combinateur principal, commandé par un levier à main. Cet appareil agit sur l'excitation de la dynamo génératrice pour permettre de réaliser différentes vitesses. On comprend sans peine que, la différence de potentiel aux bornes de la dynamo devant être sensiblement constante et égale à la différence de potentiel aux bornes des accumulateurs, la vitesse de rotation de cette dynamo devra varier comme l'inverse de l'excitation, pour que l'état d'équilibre existe. Sur la première touche du combinateur, la dynamo est reliée à la batterie à travers une résistance de démarrage et fonctionne comme moteur; elle lance le moteur thermique qui, son circuit d'allumage étant fermé, démarre aussitôt. Sur les touches suivantes, le combinateur diminue graduellement l'excitation de la dynamo, et le moteur thermique est obligé de tourner de plus en plus vite pour la raison indiquée ci-dessus : le rapport des engrenages qui lient l'arbre de transmission à l'essieu arrière étant invariable, le véhicule va de plus en plus vite, jusqu'à ce que la vitesse maxima soit atteinte.

Outre la position de marche avant, le combinateur porte un cran de freinage et deux crans de marche arrière, obtenue par le fonctionnement de la dynamo seule qui agit en moteur, le circuit d'allumage du moteur thermique étant coupé.

L'allumage des gaz tonnants du moteur thermique est assuré par une bobine de self-induction, reliée à des rupteurs placés dans les cylindres. Un noyau de fer pénètre plus ou moins dans la bobine afin de modifier la valeur de la self-induction de celle-ci et, par suite, la chaleur des étincelles et la rapidité de l'allumage. Ce noyau de fer est relié au combinateur principal et est plus ou moins enfoncé suivant que la position du combinateur correspond à une vitesse de rotation plus ou moins grande.

L'équipement de la voiture est complété par un certain nombre d'appareils accessoires, tels qu'appareils de mesure ou appareils de sécurité. La figure 3 donne un schéma des connexions. Sur celui-ci, G désigne la dynamo, E et F les bobines des couronnes d'embrayage et de freinage, *c* le petit combinateur de démarrage et freinage, C le combinateur principal, A la bobine servant pour l'allumage, S le solénoïde compound dont l'action règle l'admission des gaz, et B la batterie d'accumulateurs.

II. Voitures a transmission électrique.

Dans ces véhicules, une dynamo génératrice calée invariablement sur l'arbre du moteur thermique produit de l'énergie électrique qu'utilisent un ou deux électromoteurs entraînant les roues. Les variations de vitesse sont obtenues par différentes connexions électriques des moteurs et de la génératrice.

Dans quelques systèmes de voitures à transmission électrique, on s'est efforcé de faire travailler la dynamo génératrice automatiquement à puissance constante, pour une admission donnée des gaz au moteur thermique, quelle que soit la valeur du couple résistant rencontré par les roues. Suivant la valeur de ce couple résistant, la dynamo produit automatiquement un courant plus ou moins intense et une tension moins ou plus élevée, de façon que le conducteur n'ait qu'à régler uniquement l'admission des gaz suivant la vitesse qu'il veut réaliser.

Dans d'autres systèmes, on s'est contenté d'effectuer entre la génératrice et les moteurs des couplages convenables pour obtenir les différentes vitesses, sans se préoccuper de réaliser une génératrice à tension automatiquement variable comme l'inverse du courant.

Systèmes Hart et Hart-Durtnall. — Dans le système Hart, une génératrice compound alimentait un moteur à double enroulement induit et à double enroulement inducteur : ce moteur entraînait un essieu différentiel sur lequel étaient calées les roues motrices. Les différentes vitesses étaient obtenues par des couplages série-parallèle des deux enroulements induits et des deux enroulements inducteurs : pour les faibles vitesses, on intercalait en outre une résistance dans le circuit principal.

Le système Hart-Durtnall repose sur l'emploi d'une génératrice série et d'un ou deux moteurs série. Comme l'indique le schéma de la figure 4, la génératrice et le ou les moteurs sont reliés invariablement en série, et les variations de vitesse sont obtenues par modification des ampère-tours inducteurs de la génératrice ou du ou des moteurs. A cet effet, chacun des inducteurs porte un certain nombre de bobines aboutissant à une série de contacts qui permettent, par l'intermédiaire de la connexion C, de mettre en circuit un plus ou moins



grand nombre d'entre elles. A l'arrêt, la génératrice n'est pas excitée, aucune bobine inductrice n'étant en circuit. Si l'on déplace la connexion C (vers le haut sur le schéma de la fig. 4), on met successivement en circuit les différentes bobines inductrices de la génératrice, qui produit alors une tension croissante. Toutes les bobines inductrices du moteur sont en circuit, et le couple a sa valeur maxima : la voiture démarre aussi doucement que l'on veut. Quand toutes les bobines inductrices de la génératrice sont en circuit, cette machine produit sa tension maxima. Pour augmenter encore la vitesse, on peut mettre hors circuit, par le déplacement de la connexion C, un plus ou moins grand nombre de bobines inductrices du ou des moteurs, de façon à affaiblir le flux. Pour les arrêts brusques, on court-circuite, au moyen d'un interrupteur, les bobines inductrices de la génératrice. On voit que le circuit principal n'est jamais rompu.

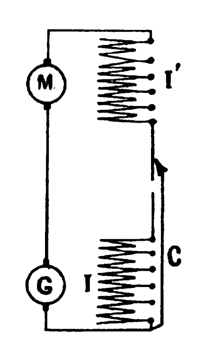


Fig. 4. — Système Hart-Durtnall.

Système Lohner-Porsche. — Dans ce système, la génératrice travaille automatiquement à puissance constante. Cette génératrice est à inducteurs intérieurs et induit extérieur, comme les électromoteurs Lohner-Porsche précédemment décrits (1). Elle a six pôles inducteurs et est munie d'un collecteur en disque sur lequel frottent six lignes de balais. L'inducteur de cette génératrice n'est pas absolument fixe : il porte une traverse qui peut osciller sous l'effet du couple exercé entre l'inducteur et l'induit en rotation, et s'appuie sur un ressort calculé d'après la puissance normale du moteur thermique. Lorsque le couple résistant augmente, l'intensité du courant absorbé par les moteurs augmente et le couple exercé entre l'inducteur et l'induit de la génératrice augmente. La traverse fixée à l'inducteur comprime son ressort d'appui et l'inducteur tourne d'un certain angle. D'une part, ce mouvement a pour effet de déplacer les zones neutres et de modifier ainsi le calage des balais ; d'autre part une rampe hélicoïdale produit un avancement ou un recul de l'inducteur dans le sens longitudinal, et l'alésage de l'induit ainsi que le tournage des masses polaires étant coniques, ce déplacement détermine une variation de l'entrefer. Dans ces conditions, quand l'intensité de courant augmente, la tension produite par la génératrice diminue ; quand l'intensité de courant diminue, la tension produite par la génératrice augmente. Ce réglage automatique fonctionne, paraît-il, d'une façon très satisfaisante.

La dynamo génératrice travaillant à puissance constante entre certaines limites, pour une admission donnée des gaz au moteur thermique, le conducteur n'a pas à se préoccuper du profil de la route, tant que les côtes ne présentent pas une rampe supérieure à 7 °/₀. Il règle seulement l'admission des gaz au moteur thermique suivant la vitesse qu'il désire réaliser. Pour les rampes supérieures à 7 °/₀, le conducteur groupe les deux électromoteurs en série, au moyen d'un combinateur, afin que l'intensité du courant débité par la génératrice n'atteigne pas une valeur exagérée.

Le courant produit par la dynamo génératrice est utilisé dans deux électromoteurs série qui font corps avec les roues elles-mêmes. Ces intéressants moteurs sont identiques à ceux qui ont été décrits en détail à propos des voitures électriques Lohner-Porsche. Jusqu'à cette année, les roues motrices étaient à l'avant : elles sont maintenant à l'arrière.

Un combinateur, manœuvré par un levier, est placé sous les pieds du mécanicien et permet le groupement des deux électromoteurs en série ou en parallèle. En outre, il com-

(1) V ir *Eclairage Electrique*, tome L, 26 janvier 1907, page 118.

prend cinq positions de freinage électrique pour lesquelles les moteurs sont fermés sur une résistance de valeur décroissante, une position de freinage simultané électrique et mécanique, et une position de marche arrière.

A côté du combinateur est disposé un interrupteur, enclanché avec la pédale de frein, qui rompt le circuit aussitôt que l'on freine la voiture. Cet appareil est formé d'un cylindre creux mobile en cuivre, rendu élastique par des fentes longitudinales, qui vient coiffer un cylindre en même métal : la rupture du courant s'effectue sur deux contacts auxiliaires en charbon qui fonctionnent comme pare-étincelles.

Système Kriéger. — Dans ce système, la génératrice électrique est aussi établie pour fonctionner à puissance constante et pour produire une tension inversement proportionnelle à l'intensité du courant absorbé par les moteurs.

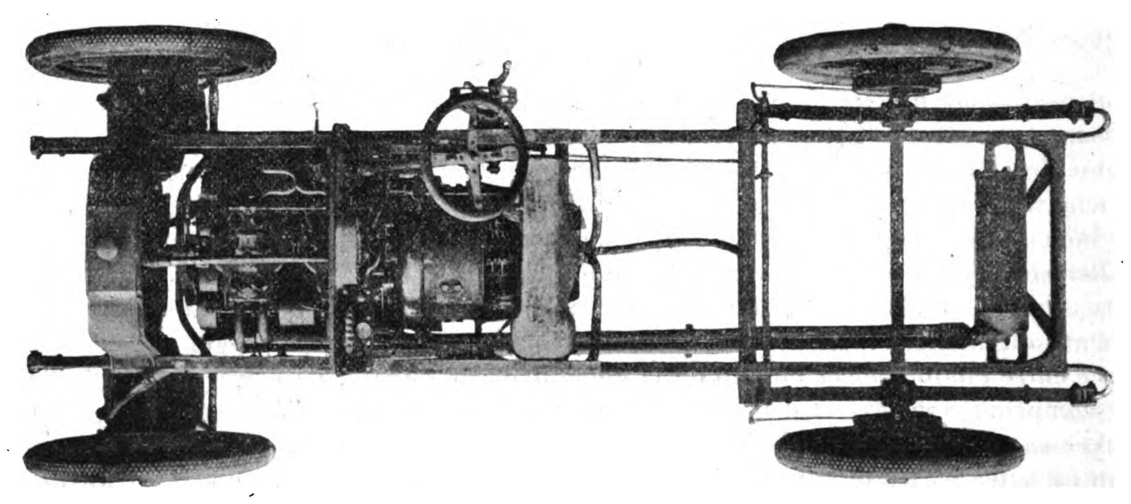


Fig. 5. — Voiture Kriéger.

La figure 5 représente un châssis. La dynamo génératrice, calée sur l'arbre du moteur thermique, est de construction normale. Elle a six pôles inducteurs rapportés sur une carcasse en acier coulé fixée par des pattes au châssis : ces pôles portent chacun trois bobines inductrices, deux en fil fin et une en gros fil. L'induit ne porte qu'une spire par section, afin que la commutation soit bonne dans toutes les conditions de fonctionnement, malgré les variations de flux. Le collecteur est actuellement de forme normale et est en contact avec six lignes de balais : on emploiera probablement dans la suite un collecteur discoïdal semblable à celui des moteurs, dont la description est donnée plus loin.

La génératrice est établie pour fonctionner à puissance constante pour une admission donnée des gaz au moteur thermique. A cet effet, les inducteurs sont excités par trois groupes d'enroulements formant : un circuit d'excitation shunt dérivé aux bornes de la génératrice ; un circuit d'excitation séparée, alimenté par une petite batterie d'accumulateurs (20 éléments); et un circuit d'excitation série, agissant à l'opposé des précédents pour démagnétiser les inducteurs. On voit qu'avec ce dispositif, lorsque l'intensité du courant débité par la génératrice croît, le flux inducteur diminue et, avec lui, la tension ; inversement, si le courant diminue d'intensité, la différence de potentiel aux bornes de la génératrice augmente. L'excitation séparée a pour but d'éviter tout désamorçage de la machine, comme il pourrait s'en produire si l'excitation shunt existait seule.

Le courant produit par la génératrice alimente deux moteurs qui entraînent chacun une roue avant, comme le montre la figure 6. Ces moteurs sont semblables, comme construction et comme mode de montage, aux moteurs employés sur les voitures électriques Kriéger, décrites précédemment(1). Ils sont tétrapolaires et compounds. L'induit porte des frettes très solides en fil d'acier, destinées à maintenir en place les conducteurs induits malgré l'action de la force centrifuge, qui peut atteindre des valeurs très élevées aux grandes vitesses de

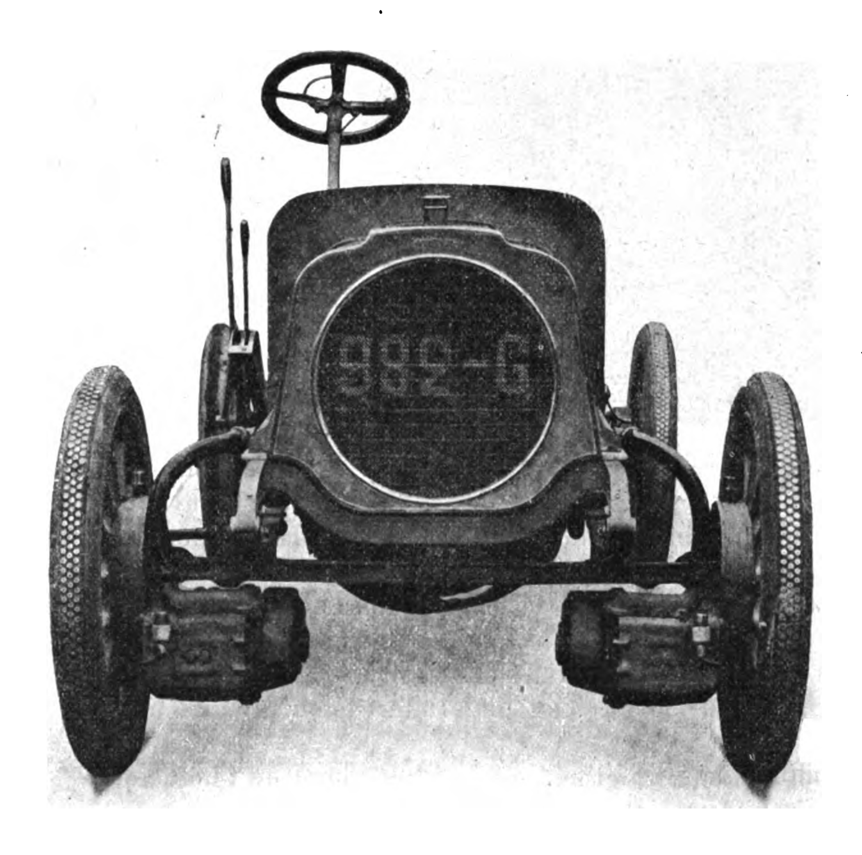


Fig. 6. — Voiture Kriéger.

rotation (jusqu'à 4000 tours pour une vitesse de la voiture de 80 kilomètres à l'heure environ). Pour éviter que les trépidations résultant de la marche à grande allure sur des routes occasionnent des vibrations des balais susceptibles de produire des mauvais contacts et des crachements, on a muni les moteurs de collecteurs discoïdaux que représente la figure 7. Un tel collecteur, obtenu en fraisant une gorge profonde dans un collecteur ordinaire à lames très hautes, présente deux surfaces de contact légèrement coniques, l'une intérieure et l'autre extérieure. Les balais frottent deux par deux sur l'une et l'autre surface, en pinçant entre eux élastiquement le disque biconique. Avec ce dispositif, les contacts sont toujours bons, et si l'un des deux balais d'un groupe tend à s'écarter de la surface de

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 26 janvier 1907, p. 121.

frottement, l'autre balai du groupe s'appuie plus fortement sur la face opposée du collecteur.

Le réglage de la vitesse est obtenu par la manœuvre d'un combinateur que commande un levier à main. Ce levier peut être placé dans deux positions principales : pour l'une d'elles, les moteurs sont groupés en série (démarrage ou fortes côtes) ; pour l'autre les moteurs sont groupés en parallèle. Pour ces deux positions principales, les enroulements inducteurs série démagnétisants de la génératrice exercent leur maximum d'effet. Au delà des deux positions principales, un déplacement progressif du levier du combinateur produit un shuntage graduel du circuit inducteur série démagnétisant de la génératrice. La résistance qui shunte ce circuit est établie comme la résistance de démarrage d'une voiture électrique Kriéger, et comprend une lame de ferro-nickel repliée sur elle-même en zigzag, les différents zigzags étant séparés les uns des autres par des feuilles de mica. L'une des faces de l'ensemble ainsi formé est dressée et est en contact avec un balai de cuivre fixé à un bras mobile ; le déplacement de ce balai permet de mettre en circuit une portion plus ou moins grande de la résistance. En shuntant progressivement le circuit inducteur démagnétisant, on élève la tension aux bornes de la génératrice, et, par suite, la vitesse de rotation des moteurs. Si l'on veut obtenir de très grandes vitesses, on peut encore affaiblir le flux des moteurs en coupant, au moyen d'un petit interrupteur, leur circuit inducteur shunt.

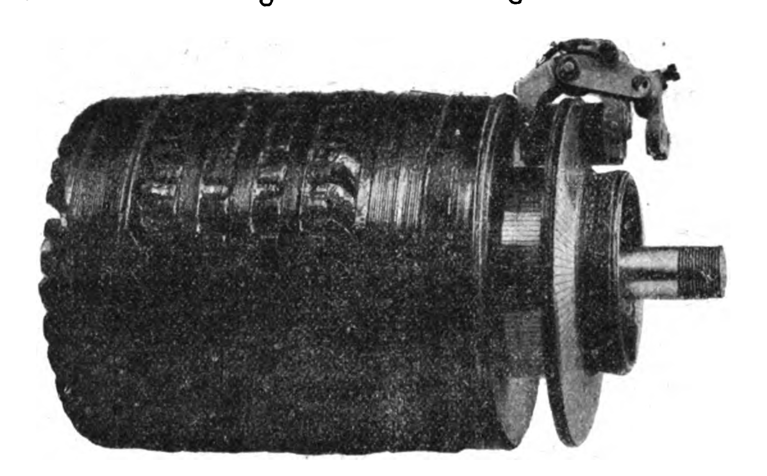


Fig. 7. — Induit d'un moteur Kriéger.

A côté du combinateur, enfermé, ainsi que le shunt de l'inducteur série, dans un carter en aluminium visible sur la figure 5, est disposé un disjoncteur de pédale, qui coupe le circuit principal et assure le freinage électrique en fermant les moteurs sur une résistance.

Le schéma des connexions est représenté par la figure 8 : sur ce schéma, G désigne la génératrice, S l'enroulement inducteur à excitation séparée, *s* l'enroulement shunt et I l'enroulement série démagnétisant ; S*h* est le shunt branché sur cet enroulement, M et M' sont les deux moteurs compounds. La batterie d'accumulateurs B, formée de 20 éléments Blot-d'Arsonval de 3 kilogrammes environ chacun, est reliée invariablement aux bornes de la génératrice par l'intermédiaire d'une résistance R : elle est presque toujours en charge en marche normale.

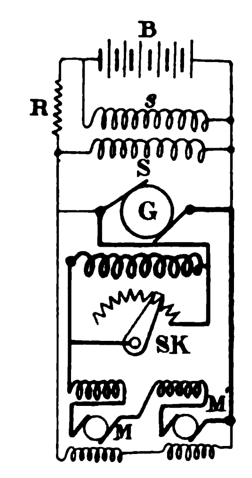


Fig. 8. — Schéma des connexions.

Pour lancer le moteur thermique au moment de la mise en route, on appuie du pied sur un poussoir qui ferme la batterie sur l'induit de la dynamo et sur l'inducteur série : la dynamo démarre alors en moteur dans le sens convenable et entraîne le moteur thermique qui se met en marche.

Systèmes divers. — Différents autres systèmes ont été employés ou proposés.

Certains omnibus de New-York, circulant sur la cinquième avenue, ont été équipés avec le *système de la General Electric C°*. Une génératrice compound alimente deux moteurs série à double réduction d'engrenages. Un combinateur permet de grouper les deux moteurs en série ou en parallèle et de réaliser le freinage électrique et la marche arrière. Toutes les variations de vitesse sont obtenues par accélération ou ralentissement de la vitesse du moteur thermique, au moyen d'une pédale qui règle l'admission des gaz et l'avance à l'allumage. En palier, on couple les moteurs en parallèle ; pour les côtes, on les groupe en série.

Dans le *système Stevens,* la génératrice est munie d'un induit à double enroulement, avec deux collecteurs et deux circuits inducteurs. Le courant alimente deux moteurs qui peuvent être couplés en série ou en parallèle. Le groupement en série-parallèle des deux enroulements induits et des deux circuits inducteurs de la génératrice permet d'obtenir différentes valeurs de la différence de potentiel aux bornes de cette machine, et, par suite, différentes vitesses de rotation des moteurs.

Dans le *système de Dion-Bouton,* une génératrice compound alimente un moteur unique attaquant un essieu différentiel arrière. L'induit de ce moteur porte deux enroulements distincts, aboutissant à deux collecteurs. Le réglage de la vitesse est obtenu par des groupements série-parallèle de ces deux enroulements et des circuits inducteurs du moteur.

Dans le *système Perret,* l'inventeur propose d'employer comme générateur un alternateur polyphasé à fréquence variable (alternateur à collecteur), et d'alimenter, au moyen de cet alternateur, deux moteurs asynchrones à induit en court-circuit entraînant les roues. Ces moteurs offriraient le précieux avantage d'être des machines très robustes et à peu près indéréglables, grâce à la suppression des collecteurs. Le réglage de la vitesse serait obtenu d'une façon très graduée par variation progressive de la fréquence des courants polyphasés entre zéro et une valeur limite.

Pour l'établissement d'un alternateur polyphasé à fréquence variable, M. Perret fait les remarques suivantes : On conçoit qu'une machine polyphasée série à collecteur puisse fonctionner en alternateur depuis la fréquence nulle (courant continu) jusqu'à une fréquence quelconque supérieure ou non à la fréquence du synchronisme. Le régime de fonctionnement sera tel que la résultante des courants agissant dans la machine soit égale au courant d'excitation correspondant à ce régime. Or cette résultante dépend à la fois de l'angle de calage des balais et du rapport de transformation entre le stator et le rotor. En faisant varier judicieusement ces deux facteurs, on modifiera le régime de fonctionnement, et, par suite, la fréquence. L'alternateur série présentant quelques inconvénients, entre autres le désarmorçage à circuit ouvert, on pourra employer de préférence un alternateur compound, muni d'un enroulement série et d'un enroulement dérivé assurant l'excitation à vide. Le schéma d'un tel alternateur biphasé est indiqué par la figure 9. Sur ce schéma, a et b désignent les enroulements auxiliaires dérivés sur le rotor et une partie variable de l'enroulement du stator, et calés à 90° de celui-ci. Les variations de fréquence sont obtenues par le déplacement des connexions c et d sur les enroulements correspondants ; le compoundage s'obtient de plus par un décalage des balais. Les enroulements a et b, supposés sur le stator, peuvent être aussi remplacés par une self-induction extérieure. Pour faciliter l'amorçage de telles machines, il y aura lieu de prendre

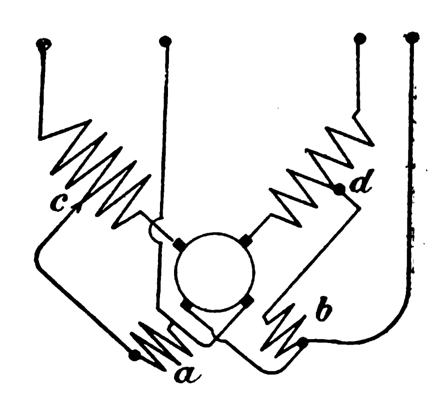


Fig. 9.

certaines précautions : par exemple on pourra interposer dans les noyaux du stator et du rotor un certain nombre de tôles présentant de l'aimantation rémanente.

Comme on le voit par ce rapide aperçu, le système de M. Perret, et l'alternateur auto-excitateur que propose cet ingénieur, présentent un très réel intérêt au point de vue électrique. Il est incontestable qu'au point de vue pratique, un tel système serait susceptible de rendre de grands services, tant par sa robustesse que par la perfection de son réglage.

III. Voitures a changement de vitesse électrique.

L'emploi d'un changement de vitesse mécanique, composé d'un certain nombre d'engrenages calés sur l'arbre du moteur et sur l'arbre de transmission et d'engrenages intermédiaires mobiles qui établissent entre les précédents les jonctions nécessaires, présente des inconvénients sérieux dans certains cas, et particulièrement pour la propulsion des véhicules d'un poids élevé. Aussi a-t-on essayé de remplacer cet organe par un dispositif électrique équivalent, dans lequel sont effectuées les transformations de vitesse convenable.

Système Germain. — Dans ce système, l'induit d'une machine dynamo électrique à courant continu est calé sur l'arbre de transmission, tandis que l'inducteur de cette machine est claveté sur l'arbre moteur. La dynamo est excitée en série. Pour démarrer, on ferme l'inducteur et l'induit sur une résistance de valeur décroissante. A la grande vitesse, cette résistance est en court-circuit, et la machine électrique fonctionne comme un embrayage électromagnétique.

Système Jeantaud. — L'un de ces dispositifs, breveté par M. Jeantaud, a été décrit il y a quelques années. Il comprend essentiellement deux dynamos série concentriques l'une à l'autre. L'induit A de la dynamo intérieure est calé sur l'arbre de transmission ; l'arbre moteur porte l'inducteur B de cette machine, qu'enveloppe l'induit C de la machine extérieure (fig. 10): enfin les inducteurs D de cette machine sont fixes. Les balais de la machine extérieure sont fixes ; les balais de la machine intérieure tournent avec la carcasse calée sur l'arbre moteur. L'induit C et l'inducteur B portés par cette carcasse sont reliés à trois bagues de contact isolées sur lesquelles frottent des balais.

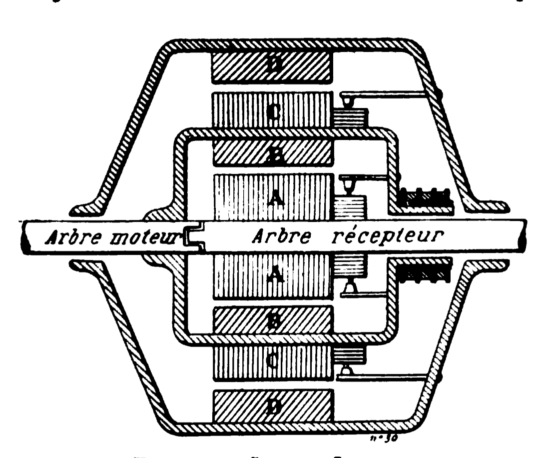


Fig. 10. — Système Jeantaud.

Les couplages électriques que l'on effectue entre ces deux machines sont les suivants : à l'arrêt, les machines sont groupées en opposition : l'arbre moteur et l'arbre de transmission sont indépendants. En première vitesse, on shunte l'inducteur D ; l'induit A tourne alors plus lentement que l'ensemble B et C. Ensuite, on ferme en court-circuit sur elle-même la dynamo AB, qui agit comme un embrayage magnétique ; les deux arbres tournent alors à la même vitesse. Enfin, on groupe en série les deux induits, l'inducteur D étant d'abord shunté, puis non shunté ; l'arbre de transmission tourne alors deux fois plus vite que l'arbre moteur.

Ce dispositif, intéressant au point de vue électrique, n'a pas fait l'objet d'applications pratiques. Parmi les inconvénients qu'il possède, on peut signaler la présence de balais tournants, dont l'emploi doit généralement être évité.

Système Gasnier. — M. Gasnier, au lieu de disposer concentriquement deux machines électriques, les a placées dans le prolongement l'une de l'autre, et leur a adjoint un dispositif mécanique qui rend l'ensemble particulièrement intéressant et mérite d'être décrit avec quelque détail.

L'arbre moteur M (fig. 11) tournant à une vitesse constante, porte une couronne dentée à denture intérieure R. Un manchon creux, tournant librement sur l'arbre M, porte une autre couronne dentée J à denture extérieure. Les deux couronnes, R et J, sont reliées entre elles par des pignons satellites S dont les axes *a* sont fixés dans une carcasse qui fait corps avec l'arbre de transmission Z. Pour fixer les idées, on supposera que les diamètres de la couronne R, de la couronne J et des satellites S sont dans le rapport 4/2/1.

L'arbre moteur M porte l'induit d'une dynamo D_1 ; sur le manchon creux K est claveté l'induit d'une dynamo D_2 : ces deux machines sont reliées électriquement entre elles. Si l'on suppose le circuit de la machine D_2 ouvert, la couronne dentée J tourne en sens inverse de l'arbre M à une vitesse double de celle de cet arbre. Si, au contraire, l'induit de la machine D_2 est fermé en court-circuit sur lui-même, le manchon K est immobilisé, et la carcasse P, qui porte les arbres des satellites, tourne avec lui, en entraînant l'arbre de transmission Z. Si enfin le courant débité par l'induit de la machine D_2 a une valeur quelconque, comprise entre zéro et une valeur maxima, le manchon K et la couronne J auront une certaine vitesse de rotation ω_2, comprise entre le double de la vitesse de rotation de l'arbre moteur et zéro, et l'arbre de transmission Z aura une vitesse de rotation comprise entre zéro et une valeur maxima.

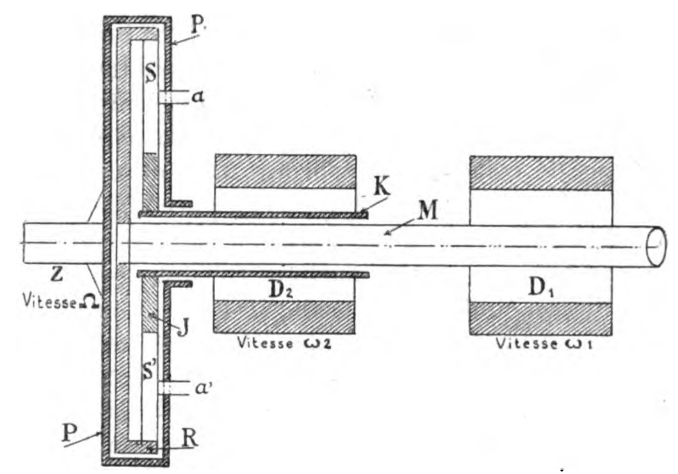


Fig. 11. — Système Gasnier.

Le courant de la dynamo D_2 est utilisé dans la dynamo D_1 qui contribue à fournir un couple moteur sur l'arbre M de sorte que, au rendement près des deux machines, il n'y a pas d'énergie perdue. Les deux inducteurs sont excités en série. Soit ω_1 la vitesse de rotation de l'arbre moteur et de la machine D_1 ; ω_2 la vitesse de rotation de la machine D_2 montée sur le manchon K, et Ω la vitesse de rotation de l'arbre de transmission Z. On peut montrer facilement que la vitesse de rotation Ω est donnée par la formule :

$$\Omega = \frac{2\omega_1 + \omega_2}{3},$$

la vitesse ω_2 étant positive ou négative par rapport à la vitesse ω_1.

Si l'on décale les balais de la machine D_1 entre 0 et 180 degrés électriques, la différence de potentiel aux bornes va en diminuant, s'annule puis croît négativement jusqu'à une va-

leur maxima. Cette différence de potentiel agit comme force contre-électromotrice dans le circuit de la machine D_2. Pour un couple résistant de valeur constante sur l'arbre Z, le couple sur la couronne J et sur le manchon K aura une valeur constante déterminée, et par suite le courant I dans la dynamo D_2 devra avoir une valeur constante déterminée. L'intensité de ce courant est donnée par la formule :

$$I = \frac{E_2 - E_1}{R},$$

en appelant E_2 la force électromotrice de la machine D_2, E_1 la force contre-électromotrice de la machine D_1 et R la résistance du circuit total. On aura donc

$$E_2 - E_1 = RI,$$

c'est-à-dire que, pour un couple résistant de valeur constante, la différence entre les forces électromotrices des deux machines aura une valeur constante. L'une de ces forces électromotrices (E_2) dépend de la vitesse de rotation de la dynamo D_2 ; l'autre (E_1) dépend du calage des balais de la dynamo D_1. On voit donc immédiatement que, plus on décalera les balais de cette machine, plus la valeur de E_1 diminuera et, puisque la différence ($E_2 - E_1$) doit être constante, moins la dynamo D_2 et la couronne J devront tourner vite ; or on a vu que plus est faible la vitesse de rotation du manchon K et de la couronne J, et plus est grande la vitesse de rotation de l'arbre de transmission Z. On comprend donc comment le simple décalage des balais de la dynamo D_1 permet, pour un couple résistant donné, de faire varier dans de larges limites la vitesse de rotation de l'arbre de transmission Z.

Quand les balais de la machine D_1 sont décalés de 90 degrés électriques, la tension E_1 est nulle. Si l'on continue à décaler les balais, cette tension E_1 change de sens, puis va en croissant. A un moment donné, elle suffit seule pour faire circuler le courant d'intensité I dans le circuit de résistance R. La machine D_2 s'arrête alors, et la vitesse de l'arbre de transmission Z est égale aux deux tiers de la vitesse de rotation de l'arbre moteur. Si l'on décale encore les balais, la machine D_1 devient génératrice et la machine D_2 réceptrice ; le sens de rotation de la machine D_2 est inverse, et, avec lui, le sens de rotation du manchon K et de la couronne J. Celle-ci tourne donc dans le même sens que la couronne R. Quand la vitesse de rotation de la machine D_2 est égale à la vitesse de rotation de l'arbre moteur, l'arbre Z tourne à cette même vitesse. Pour un décalage de 180° électriques des balais de la machine D_1, la vitesse de rotation obtenue sur l'arbre Z est supérieure à la vitesse de rotation de l'arbre M. Si l'on veut augmenter encore la vitesse de l'arbre Z, il suffira de décaler, à leur tour, les balais de la machine D_2 qui sera obligée de tourner plus vite pour produire la même force électromotrice.

La marche arrière est obtenue également par décalage des balais. La seule manœuvre à effectuer se résume donc en somme, au déplacement d'un mécanisme quelconque produisant le déplacement des balais. Les machines D_1 et D_2 ont été étudiées spécialement en vue de présenter une bonne commutation dans toutes les positions des balais : leurs collecteurs portent un assez grand nombre de lames.

Système Carolan. — Ce système est analogue au précédent. Le moteur thermique entraîne un différentiel, son arbre étant relié à la carcasse qui porte les pignons satellites de celui-ci. L'arbre du pignon principal antérieur du différentiel porte l'induit d'une dynamo série ; l'arbre du pignon postérieur du différentiel (arbre de transmission) porte un moteur élec-



trique. Un combinateur, intercalé dans le circuit qui relie les deux machines électriques, permet d'obtenir les différentes vitesses. En affaiblissant le flux de la deuxième machine, on peut obtenir des vitesses supérieures à la vitesse de rotation de l'arbre moteur.

Système Weiss. — Ce système repose encore sur le principe que la vitesse de rotation relative entre l'induit et l'inducteur d'une machine à courant continu ne dépend que de la force électromotrice de l'induit, pour une intensité de courant constante et un champ constant : la vitesse relative, ainsi que le couple transmis, peuvent donc être modifiés simplement par variation d'une force contre-électromotrice introduite dans le circuit. Cette force contre-électromotrice est produite par une dynamo génératrice calée sur l'arbre du moteur.

L'arbre moteur entraîne, directement ou par engrenages, les inducteurs de deux machines électriques dont les induits sont indépendants l'un de l'autre (fig. 12). Ce dispositif a pour but d'éviter l'emploi d'un différentiel. Les induits entraînent directement ou indirectement les roues motrices. Les deux dynamos motrices à excitation série sont reliées électriquement, comme l'indique la figure, à la machine génératrice calée sur l'arbre du moteur thermique : cette machine est à excitation série, shunt ou compound. On peut aussi employer pour les trois machines une excitation séparée. Les connexions sont telles que la f. é. m. des machines motrices et la f. é. m. de la machine génératrice soient opposées, et que la première soit supérieure à la seconde. Pour régler la vitesse de rotation des roues motrices, on fait varier la force électromotrice de la machine génératrice, en la diminuant progressivement pour augmenter la vitesse. En grande vitesse, la machine génératrice est hors circuit et les machines motrices sont en court-circuit. Sur le schéma de la figure 12, on a supposé que les variations de tension de la machine génératrice sont obtenues par une variation des ampère-tours inducteurs.

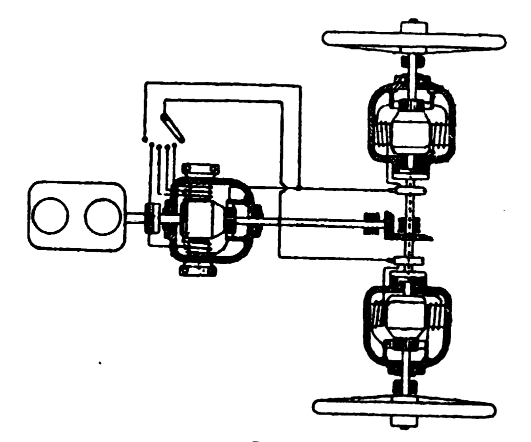


Fig. 12. — Système Weiss.

Système Hart-Durtnall. — Ce système repose sur l'utilisation de courants polyphasés, qui offrent l'avantage de permettre l'emploi d'un moteur d'induction robuste sans collecteur ni bagues. Le moteur thermique entraîne un alternateur polyphasé muni d'une petite excitatrice série : l'arbre de transmission à cardans porte un moteur asynchrone dont l'enroulement statorique est établi de façon à permettre une modification du nombre de pôles : entre les deux machines est interposé un embrayage électromagnétique, qui permet l'entraînement direct en grande vitesse, les machines électriques ne jouant plus aucun rôle, sauf l'excitatrice série qui fournit le courant nécessaire pour l'aimantation de l'embrayage électromagnétique.

Le réglage de la vitesse est obtenu au moyen de deux appareils : l'un d'eux modifie les connexions du stator du moteur asynchrone, de façon à faire varier du simple au double le nombre de pôles et, par suite, la vitesse de rotation : l'autre commande le rhéostat de champ de l'excitatrice, de façon à faire varier la tension des courants polyphasés produits par l'alternateur, et, avec elle, le couple du moteur asynchrone. La dernière touche sur laquelle



frotte le bras mobile du rhéostat ferme le circuit de l'excitatrice sur l'embrayage électromagnétique : le circuit des deux machines polyphasées est alors rompu et l'entraînement de l'arbre de transmission se fait directement.

R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur l'effet Zeeman dans de faibles champs magnétiques. — **E. Gehrcke** et **O. v. Baeyer.** — *Deutsche Physikalische Gesellschaft.*

Les travaux de Voigt et de Lorentz sur la théorie de l'effet Zeeman ont donné un intérêt particulier à l'observation de cet effet dans de faibles champs magnétiques. Les auteurs ont entrepris des études sur ce sujet, et se sont servis pour cela du spectroscope à plaques de Lummer et Gehrcke. L'une des plaques avait été établie par A. Hilger. Des dimensions de la plaque employée (longueur 30 centimètres, épaisseur 1 centimètre, largeur 4 centimètres) on déduit pour λ la valeur 0,5 μ ; le pouvoir de décomposition avait pour valeur 660 000 en chiffres ronds, tandis que dans les plus grandes grilles employées jusqu'à ce jour, il n'avait pour valeur que 330 000. Cette plaque était croisée avec une plaque de Häcke. La méthode d'interférence employée, qui présente de grands avantages, offre l'inconvénient d'affaiblir l'intensité lumineuse des phénomènes, ce qui exige de longues durées d'observation pour les épreuves photographiques.

Le dispositif employé pour la détermination de l'effet Zeeman était le suivant. La lumière d'un petit tube de Geissler rempli de mercure et placé dans un champ magnétique traversait un nicol ; les rayons étaient perpendiculaires aux lignes de force. Le champ de vision dans la lunette d'observation pouvait être divisé en deux parties par un écran. Sur l'une de ces parties, on photographiait le phénomène dans un champ magnétique avec de la lumière polarisée perpendiculairement aux lignes de force ; dans l'autre, avec de la lumière parallèle aux lignes de force.

Pour le calcul de ε/μ, les auteurs se sont appuyés sur la formule de Lorentz, d'où l'on tire la valeur :

$$\frac{\varepsilon}{\mu} = \frac{4\pi c}{H\lambda^2}\sqrt{\delta\lambda_1 \cdot \delta\lambda_2} \text{ unités électromagnétiques. (1)}$$

Dans cette formule, H désigne l'intensité de champ, λ la longueur d'ondes, $\delta\lambda_1$ et $\delta\lambda_2$ les différences des longueurs d'ondes de la composante extérieure vis-à-vis de la composante moyenne du triplet.

Cette formule se distingue de l'ancienne formule donnée par Zeeman en ce que, au lieu de $\delta\lambda$, elle contient

$$\sqrt{\delta\lambda_1 \cdot \delta\lambda_2}.$$

En établissant l'équation du mouvement de l'électron, on a tenu compte du champ dû aux autres électrons. En outre, on a supposé qu'il y a un électron sur chaque molécule. D'après ces hypothèses, on trouve une dissymétrie de l'effet Zeeman, signalée en premier lieu par Voigt. La dissymétrie $(\delta\lambda_2 - \delta\lambda_1)$ dépend du nombre N des molécules, mais ne dépend pas de H.

De la théorie de Voigt, il résulte en outre que, dans un champ de faible intensité, l'intensité de la composante du côté des grandes longueurs d'ondes est plus grande que celle des autres composantes, tandis que, quand les champs croissent en intensité, les intensités des deux composantes s'égalisent peu à peu.

On peut, d'après la théorie de Lorentz, calculer aussi $N\varepsilon$: on a la formule :

$$N\varepsilon = \frac{H}{2\lambda c}\frac{\delta\lambda_1 - \delta\lambda_2}{\sqrt{\delta\lambda_1 \cdot \delta\lambda_2}} \text{ unités électromagnétiques. (2)}$$

Les mesures faites par les auteurs ont donné les résultats suivants pour la valeur de ε/μ.

1° Ligne verte du mercure 546 $\mu\mu$. — La raie principale est si large qu'elle ne se prête pas

bien à la mesure. Certaines lignes supplémentaires nettes, favorablement placées, se prêtent bien à la mesure ; ce sont les suivantes :

Raie 1 déplacée par rapport à la raie principale de. . . . . $+0,9 \cdot 10^{-2}$ μμ.
Raie 2 déplacée par rapport à la raie principale de. . . . . $-0,7 \cdot 10^{-2}$ —
Raie 3 déplacée par rapport à la raie principale de. . . . . $-2,4 \cdot 10^{-2}$ —

Les valeurs trouvées pour ε/μ sont :

$\frac{\varepsilon}{\mu} \cdot 10^{-7}$			INTENSITÉ DE CHAMP correspondante (Gauss).
RAIE supplémentaire 1.	RAIE 2	RAIE 3	
2,87	2,83	2,61	535
2,97	»	2,89	775
2,87	»	2,53	993
3,15	»	»	1 158

2° Raie verte Hg 491 μμ. — Cette raie ne présente pas de raies supplémentaires.

$\frac{\varepsilon}{\mu} \cdot 10^{-7}$	INTENSITÉ DE CHAMP CORRESPONDANTE
1,94 2,03	1 160

3° Raie bleue du mercure 436 μμ. — Cette raie présente un grand nombre de raies supplémentaires dont deux étaient commodes pour les mesures dont il s'agit :

Raie 1 déplacée par rapport à la raie fondamentale de $+1,2 \cdot 10^{-2}$ μμ.

Raie 2 déplacée par rapport à la raie fondamentale de $-1,7 \cdot 10^{-2}$ μμ.

Les résultats sont indiqués par le tabeau suivant.

$\frac{\varepsilon}{\mu} \cdot 10^{-7}$		INTENSITÉ DE CHAMP correspondante.
RAIE 1	RAIE 2	
2,17	2,17	775
2,42	2,27	993
2,55	2,16	1 158
2,40	2,08	1 265

Pour la valeur de ε/μ sur les rayons cathodiques, S. Simon a trouvé la valeur $1,865 \cdot 10^7$. D'après l'effet Zeeman dans des champs magnétiques intenses, on a trouvé généralement des valeurs plus grandes conformément aux résultats obtenus par les autres. On voit que les valeurs trouvées pour ε/μ varient beaucoup pour les différentes raies.

Les auteurs n'ont pas pu reconnaître une dissymétrie du phénomène de Zeeman tel que la prévoit la théorie. Les faibles dissymétries observées étaient en partie du côté des ondes les plus courtes, et en partie du côté des ondes les plus longues, c'est-à-dire à l'opposé de ce qu'indique la théorie.

Dans les champs de 1 000 gauss et au delà, toutes les raies mesurées, sauf λ 491, étaient anormales en tant que la composante moyenne du triplet était étalée ou nettement doublée. Le fait que la raie λ 491 se comporte normalement a été signalé déjà par Runge et Paschen pour un champ de 25 000 gauss. Les très fortes anomalies constituées par Runge et Paschen pour d'autres raies ne se produisent pas dans les faibles champs étudiés par les auteurs.

B. L.

***Mesures du phénomène de Zeeman sur les raies bleues du zinc.* — P. Weiss et A. Cotton.**
— *Académie des Sciences*, 21 janvier 1907.

Dans leurs beaux travaux sur les relations de l'effet Zeeman avec les séries, Runge et Paschen n'ont pas fait eux-mêmes de mesures en valeur absolue des champs magnétiques employés. Ils ont utilisé d'abord, pour les évaluer, les résultats peu concordants donnés par différents physiciens. Ultérieurement, ils ont adopté, comme étant le plus probable, un résultat trouvé depuis par Färber.

Les auteurs ont étudié à ce point de vue les trois raies bleues du zinc (4810,71 ; 4722,26 ; 4680,33) et, avec une attention toute particulière, la première de ces raies, pour laquelle Reese et ensuite Kent avaient trouvé que l'effet Zeeman ne variait pas proportionnellement au champ.

Leurs mesures très concordantes permettent d'énoncer les résultats suivants :

1° L'écart entre deux composantes magnétiques varie proportionnellement à l'intensité du

champ. Les écarts marqués que Reese et Kent avaient trouvés tous deux s'expliquent en tenant compte des intensités relatives des composantes que ces physiciens n'avaient pas complètement séparés ;

2° Les résultats des auteurs sont en parfait accord avec les relations simples que Runge et Paschen ont découvertes entre les écarts des diverses composantes ;

3° En appelant $\delta\lambda$ l'écart entre les deux composantes latérales du triplet, on a, en utilisant les relations de Runge et Paschen, autant de déterminations de la quantité $\frac{\delta\lambda}{\lambda^2 H}$ qu'on a mesuré de couples de composantes. Les auteurs trouvent pour cette constante (λ étant évalué en centimètres) la valeur $1,88 \times 10^{-5}$ avec une erreur relative certainement inférieure à $\frac{1}{100}$. Cette constante unique caractérise les trois séries secondaires dont les raies forment des triplets naturels.

La valeur obtenue est supérieure de 3,5 % à celle (1,81) de la thèse de Färber (Tübingen, 1902). Celui-ci repérait ses champs (qui d'ailleurs n'ont guère dépassé 20000 gauss) en se servant d'une spirale de bismuth. D'après les nombres qu'il donne lui-même, une incertitude de moins de 2° sur la température de la spirale suffirait pour expliquer le désaccord.

En adoptant la théorie pour laquelle Lorentz explique le triplet pur qui donne $\frac{e}{m} = \frac{2\pi v \delta\lambda}{\lambda^2}$ ou $v = 3 \times 10^{10}$, on trouve

$$\frac{e}{m} = 3,54 \times 10^7.$$

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Alternateur triphasé pour accouplement direct avec une turbine à vapeur *(fin)* (1). — **A. Kolben.**— *Elektrotechnik und Maschinenbau,* 6 janvier 1907.

Variation de tension entre la pleine charge et la marche à vide.

Pour déterminer la variation de tension, il est nécessaire de connaître la f. é. m. E_p induite dans l'induit en charge : pour cela on peut se servir du diagramme précédent. On peut supposer approximativement la projection OG de OC sur le vecteur de la différence de potentiel P égal à la f. é. m. $OD = E_p$. On a alors approximativement

$$OG = OD = E_p = P + Jr_a \cos\varphi + E_{si} \sin\varphi,$$

et l'on peut calculer E_p pour différents déphasages. A pleine charge et pour $\cos\varphi = 0,8$, on a approximativement :

$$E_p = 450 + (1246/\sqrt{3})\, 0,0034 \,.\, 0,8 + 28,06 = 469 \text{ volts}.$$

A pleine charge et pour $\cos\varphi = 1$, on a :

$$E_p = 450 + (1246/\sqrt{3})\, 0,0034 = 452,5 \text{ volts}$$

1° *Variation de tension à pleine charge pour* $\cos\varphi = 0,8$. — Pour pouvoir déterminer sur le diagramme la tension $OE = E_p + E_{s2}$ produite lorsque la machine est déchargée, il faut déterminer la f. é. m. E_{s3} induite par le flux transversal Φ_{s3} considéré comme engendré par le courant watté de l'induit; il faut aussi connaître l'angle θ, ou le décalage intérieur $\psi = \varphi + \theta$ entre la f. é. m. induite et le courant induit. Pour pouvoir déduire de la caractéristique à vide la valeur de E_{s3}, il faut calculer les ampère-tours transversaux de l'induit AW'_q.

$$AW'_q = K_q \,.\, f_{w_1} \,.\, m \,.\, J \,.\, w \,.\, \cos\psi.$$

Pour trouver la valeur du facteur

$$K_q = 0,9 \frac{2,22}{\pi f_B}\left[\alpha + \frac{1}{\pi}\sin\alpha\pi\right],$$

on décompose en ses harmoniques la courbe du flux transversal, et l'on emploie seulement l'onde fondamentale de celle-ci.

Pour la valeur admise du pas polaire $\alpha = b/\tau = 0,65$, et pour un rapport $\delta/b = 1/25$ environ, on a approximativement

$$f_B = 1,158; \quad K_q = 0,2; \quad f_{w_1} = 0,957.$$

Avec ces valeurs, on obtient alors approximativement :

$$AW'_q = K_q \,.\, f_{w_1} \,.\, m \,.\, J \,.\, w \,.\, \cos\varphi = 0,2 \,.\, 0,957 \,.\, 3(1246/\sqrt{3})\, 10 \,.\, 0,8,$$

$AW'_q = 3300$ ampère-tours totaux,

$AW_q = 825$ ampère-tours par pôle.

Le courant magnétisant qui correspond à ce nombre d'ampère-tours a approximativement la valeur suivante :

$$i_q^1 = 825/70 = 11,8 \text{ ampères}.$$

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 16 février 1907, p. 239.

Si l'on cherche sur la caractéristique à vide la f. é. m. correspondant à cette valeur du courant d'excitation, on trouve approximativement

$$E_{s3} = 41 \text{ volts}.$$

Si, pour une valeur faible de θ, on introduit dans le diagramme le sinus au lieu de l'angle, on trouve approximativement :

$$\theta = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{E_{s3} + E_{s1} \cos\varphi - Jr_a \sin\varphi}{E_p}$$

$$= \frac{180}{\pi} \cdot \frac{41 + 28 \cdot 0{,}8 - 2{,}5 \cdot 0{,}6}{469}$$

$$\theta = 7°30'$$

$$\psi = 37°50' + 7°30' = 44°20'.$$

Pour pouvoir déterminer sur la caractéristique à vide la f. é. m. induite E_{s2} engendrée par le flux démagnétisant Φ_{s2} que l'on peut considérer comme produit par la composante déwattée du courant induit, on calcule comme précédemment les ampère-tours démagnétisants totaux

$$AW'_e = k_0 f_{w_1} \cdot m \cdot J \cdot w \sin\psi$$

$$= 0{,}75 \cdot 0{,}957 \cdot 3(1246/\sqrt{3})\ 10 \sin 44°20'$$

$$AW'_e = 10800 \text{ au total}$$

$$AW_e = 2700 \text{ par pôle}$$

$$i_e = 2700/70 = 38{,}5 \text{ ampères}.$$

Si l'on cherche sur la caractéristique à vide la valeur de la tension correspondant à ce courant d'excitation, on trouve :

$$E_{s2} = 48 \text{ volts}.$$

L'élévation de tension provenant de la décharge pour $\cos\varphi = 0{,}8$ est donnée par le diagramme ; elle a pour valeur :

$$\varepsilon = 100 \frac{Jr_a \cos\varphi + E_{s1} \sin\varphi + E_{s2}}{P}$$

$$= 100 \frac{2 + 28 \cdot 0{,}6 + 48}{450} = 15\ \%.$$

2° *Variation de tension à pleine charge pour* $\cos\varphi = 1$. — On trouve, en suivant la même marche que précédemment, les valeurs suivantes :

$$AW_q = K_q \cdot f_{w1} \cdot m \cdot J \cdot w \cdot \cos\varphi = 0{,}2 \cdot 0{,}957 \cdot 3$$

$$(1246/\sqrt{3})\ 10 \cdot 1 = 4150 \text{ au total}$$

$$AW_q = 1040 \text{ par pôle}$$

$$i_q = 1040/70 = 15 \text{ amp.}$$

$$E_{s3} = 54 \text{ volt}$$

$$\psi = \theta = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{54 + 28}{452{,}5} = 10{,}4°$$

$$AW'_e = k_0 f_{w1} m J w \sin\psi = 0{,}75 \cdot 0{,}957 \cdot 3$$

$$(1246/\sqrt{3})\ 10 \cdot 0{,}18 = 2800$$

$$AW_e = 700 \text{ par pôle}$$

$$i_e = 700/70 = 10 \text{ amp.}$$

$$E_{s2} = 15 \text{ volt}$$

L'élévation de tension pour $\cos\varphi = 1$ est donc :

$$\varepsilon = 100 \frac{Jr_a \cos\varphi + E_{s2}}{P} = 100 \frac{2{,}5 + 15}{450}\ 4\ \%.$$

Facteurs particuliers.

L'auteur indique ensuite les facteurs particuliers relatifs à l'alternateur triphasé à grande vitesse de rotation.

Constante de la machine. — Cette constante a pour valeur :

$$\frac{D^2 l n}{KVA} = \frac{75^2 \cdot 71 \cdot 1500}{970} = 62.$$

Charge linéaire de l'induit. — Sa valeur est :

$$AC = \frac{2mJw}{\pi D} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1246 \cdot 10}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot 75}$$

$$= 184 \text{ amp.-conducteur.}$$

Pertes et rendement. — Les différentes pertes se répartissent de la façon suivante :

Pertes par frottement des paliers et de l'air.	10 000 watts.
Pertes dans le fer..	23 600
Pertes Joule dans l'induit. . . .	6 000
Pertes Joule dans l'inducteur. . .	5 600
	45 200 watts.

Rendement : $\gamma = 970/1015{,}2 = 0{,}953$.

Échauffement. — En marche continue à pleine charge et pour $\cos\varphi = 0{,}8$, les élévations de température au-dessus de l'ambiante ont les valeurs suivantes :

Fer de l'induit.	53°
Enroulement induit.	50°
Enroulement inducteur.	43°

Poids. — Matériaux actifs

Inducteur :	Acier coulé.	1 450 kgr.
	Cuivre.	240
Induit :	Tôles..	3 600
	Cuivre.	325
Total avec l'excitatrice. . .		11 200

J. R.

Le moteur d'induction monophasé *(Suite)* [1]. — **A. Still.** — *Electrical World*, 22 décembre 1906.

Relation entre le couple et le courant rotorique, modifiée par le champ de dispersion.

Pour voir nettement comment la dispersion magnétique peut produire une forte diminution du couple, le courant augmentant fortement d'intensité dans le rotor, il suffit de tracer les courbes d'après la figure 6 en construisant le diagramme vectoriel pour différentes valeurs du courant rotorique.

On a vu que le couple dépend du produit du courant du rotor par la valeur du champ transversal :

$$\text{Couple} = C_2 \times N_r, \qquad (3)$$

mais, comme N_r n'est pas représenté par un vecteur sur la figure 6, cette grandeur doit être exprimée d'une autre façon. Le flux transversal utile N_r qui doit son existence à la rotation des conducteurs dans le champ principal N_a, est proportionnel au produit $E_{2p} \times S$, S désignant la vitesse de rotation. On a donc :

$$N_r = E_{2p} \times S.$$

Le flux transversal peut aussi être exprimé en fonction de la f. é. m. de rotation E_{2r} et de la vitesse ; on a :

$$E_{2r} = N_r \times S,$$

et il suffit d'éliminer S entre ces deux équations pour obtenir la relation donnant le champ transversal :

$$N_r^2 = E_{2p} \times E_{2r}.$$

En introduisant dans l'équation (3) la valeur ainsi obtenue pour le champ transversal, on obtient la formule :

$$\text{Couple} = C_2 \times \sqrt{E_{2p} \,.\, E_{2r}}.$$

Pour tracer les courbes, on prend une valeur arbitraire de la résistance du rotor, valeur qui détermine la longueur du vecteur OE_2 sur le diagramme de la figure 6.

On voit facilement, au moyen des courbes, comment le couple exercé par le rotor croît avec le courant jusqu'à un maximum, au delà duquel une augmentation ultérieure du courant amène une rapide décroissance du couple, par suite de la réduction importante du champ utile. Quand la charge extérieure est telle que le rotor exerce son couple maximum, il est clair que toute augmentation de charge doit amener le calage du moteur. On suppose, bien entendu, que le flux primaire total (ou le vecteur de f. é. m. OE, figure 6) reste constant pour toutes les valeurs du courant rotorique.

Relation entre le couple et la vitesse.

Il est très facile de tracer les courbes indiquant la relation entre le couple et la vitesse : il suffit pour cela de prendre des mesures sur le diagramme de la figure 6. La vitesse de rotation, exprimée en °/₀ de la vitesse maxima ou vitesse de synchronisme, est calculée d'après la formule :

$$S = \sqrt{E_{2r}/E_{2p}},$$

obtenue dans la discussion du diagramme de la figure 5. On peut noter que, dans les conditions de marche, c'est-à-dire pour des vitesses voisines de la vitesse du synchronisme, le couple est pratiquement proportionnel au glissement. En traçant les courbes de glissement pour différentes valeurs de la résistance du rotor, on voit nettement comment cette résistance détermine la valeur de la vitesse correspondant à un couple donné.

Courbes de rendement, de facteur de puissance, etc., déduites du diagramme vectoriel.

En se reportant au diagramme complet de la figure 7, qui tient compte des pertes les plus importantes dans la machine et qui peut être considéré comme suffisamment exact pour la plupart des applications, on peut tracer les courbes de rendement, de vitesse et de facteur de puissance en fonction de la puissance du moteur.

L'auteur en donne un exemple en prenant pour base les valeurs suivantes, le rapport de transformation du primaire au secondaire étant supposé égal à 1/1 :

Puissance à pleine charge. . . .	26 chevaux.
Rendement à pleine charge. . . .	0,85
Facteur de puissance à pleine charge.	0,83
Tension primaire.	200 volts.

On peut calculer, d'après ces chiffres, le courant de pleine charge, et l'on voit que sa valeur est voisine de 120 ampères. A vide, l'intensité de courant doit être égale au tiers environ de ce chiffre. On peut donc écrire :

[1] *Eclairage Electrique*, t. L, 16 février 1907, p. 243.

Courant primaire à vide :

$(OC_m$, fig. 7$) = 40$ ampères.

Ce n'est pas un courant purement magnétisant ou déwatté : il doit posséder une composante en phase avec la composante principale du courant primaire, pour compenser les pertes par hystérésis, courants de Foucault, ventilation et frottements : sa valeur peut être égale au quart environ du courant total à vide, et l'on peut écrire :

Composante wattée du courant primaire à vide :

$(C_0C_m$, fig. 7$) = 12$ ampères.

Il reste trois conditions à déterminer avant de pouvoir tracer le diagramme : ce sont les effets de la résistance ohmique dans le primaire et le secondaire, et la dispersion magnétique. Ces chutes de tension peuvent toutes être exprimées en fonction des vecteurs de courant, et l'on suppose que l'on a les valeurs suivantes :

Tension de dispersion.	$(OE_3) = 0{,}56\, C_2$.
Chute de tension ohmique dans le rotor.	$(OE_2) = 0{,}14\, C_2$.
— dans le stator.	$(E_1'E) = 0{,}105\, C$.

Connaissant ces différentes valeurs, on peut tracer le diagramme de la figure 7 pour différentes valeurs du courant du rotor C_2. La puissance utile transmise par le rotor à l'arbre de la machine est représentée par l'air du rectangle hachuré E_2HGE_{2p}, la longueur OC représentant le courant primaire. Les trois autres quantités sont les suivantes :

Vitesse, exprimée en prenant le synchronisme pour unité :

$$\sqrt{E_{2r}/E_{2p}}$$

Rendement : rapport des surfaces de deux parallélogrammes hachurés, ou

$$E_{2r} \times C_2 : E \times C \cos \theta.$$

Facteur de puissance : cos θ.

Diagrammes du cercle.

Bien que les diagrammes des figures 6 et 7 soient très utiles en pratique, on ne les emploie guère que pour étudier théoriquement le fonctionnement du moteur d'induction monophasé. Ces diagrammes sont tracés pour une valeur donnée du courant secondaire (OC_2), d'où l'on déduit les grandeurs et les phases des autres vecteurs.

Au lieu d'opérer de cette façon, il y a avantage à partir de la différence de potentiel primaire connue et de construire un diagramme représentant les relations de phase entre les différents courants et la différence de potentiel agissante pour une valeur quelconque du courant primaire. Le diagramme du cercle répond à cette façon de procéder, et la figure 8 montre comment on peut le déduire de la figure 6.

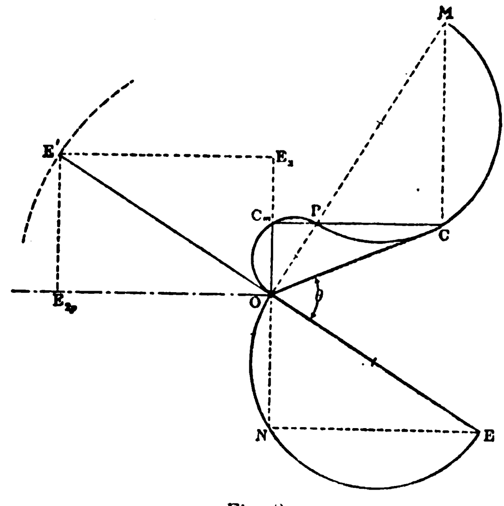


Fig. 8.

En premier lieu, il faut noter que les différents vecteurs de tension OE, OE_{2p} et OE_3, et les trois vecteurs de courant OC_1, OC_m et CC_m (ce dernier étant égal en grandeur et en phase au courant du rotor OC_2) sont tracés exactement comme sur la figure 6, et représentent les mêmes grandeurs alternatives.

Sur OE comme diamètre, on décrit le demi-cercle ENO ; on prolonge E_3O jusqu'en N et l'on joint NE. Les deux vecteurs en pointillé ON et NE représentent respectivement les deux composantes de tension OE_3 et OE_{2p} ; l'angle ENO, étant inscrit dans un demi-cercle, est toujours droit, même si le point N se déplace sur la circonférence. Il en résulte que ON et NE représentent toujours, en grandeur et en position, la composante utile et la composante de dispersion de la force contre-électromotrice totale, si l'on suppose le vecteur OE immobile, tandis que le point N se déplace sur le demi-cercle.

On trace OM perpendiculaire à OE ; ce vecteur coupe la ligne C_mC en un point P. Sur OP comme diamètre, on décrit le demi-cercle OC_mP (qui passe par le point C_m puisque OC_mP est un

angle droit). D'un centre pris sur la ligne OM, et avec un rayon convenable, on décrit le demi-cercle PCM passant par le point C, et l'on joint CM. On obtient de cette façon trois triangles rectangles semblables ENO, OC_mP et MCP : on a entre les côtés la relation :

$$\frac{EN}{NO} = \frac{OC_m}{C_mP} = \frac{MP}{CP}.$$

Si le point C se déplace sur le demi-cercle PCM, les points C_m et N se déplacent de même sur le demi-cercle OC_mP et ENO, mais la proportion entre les côtés reste toujours invariable, les triangles rectangles restant semblables.

Revenant à la figure 6, on voit que deux relations importantes doivent toujours être maintenues : en premier lieu, la composante de dispersion E_3 doit être proportionnelle au courant rotorique C_2 et, en second lieu, s'il n'y a pas de saturation appréciable du fer des noyaux, la f. é. m. secondaire induite (E_{2p}) doit être proportionnelle à la valeur du courant magnétisant OC_m qui produit le flux magnétique dans le rotor. Il en résulte que la proportionnalité entre OC_m et OE_{2p}, et entre OC_2 et OE_3 doit exister dans la figure 8 comme dans la figure 6. Mais, dans la figure 8, ces conditions reviennent à la proportionnalité de OC_m et EN, et de C_mC et NO. La première de ces conditions est satisfaite puisque les deux triangles OC_mP et ENO sont semblables : en ce qui concerne la longueur C_mC, celle-ci se compose de C_mP et de PC, et ces deux composantes varient chacune proportionnellement à la longueur NO. Il en résulte que C_mC est proportionnel à NO, ce qui prouve que, même si les points C, C_m et N se déplacent sur leurs demi-cercles, le diagramme de la figure 8 représente toujours correctement les différents vecteurs de courant et de f. é. m.

Pour utiliser un tel diagramme, il suffit de considérer le vecteur OE qui représente en grandeur et en direction la différence de potentiel agissante : si l'on joint au point O un point quelconque, tel que C situé sur la circonférence PCM, on obtient OC qui donne la grandeur du courant primaire et le facteur de puissance comme cosinus de l'angle COE. En traçant CC_m et en joignant C_mO, on obtient OC_m comme composante, magnétisante du courant primaire, et C_mC comme composante wattée : ces vecteurs sont représentés correctement non seulement en longueur, mais encore en phase relativement à la différence de potentiel primaire OE et au courant primaire total OC. Le vecteur CC_m représente le courant secondaire ou rotorique en supposant un rapport de transformation égal à 1/1.

Sur la figure 9, on a tracé à nouveau le diagramme du cercle en plaçant verticalement le vecteur de tension OE. OM est alors horizontal ; les demi-cercles MCP et PC_oO peuvent être considérés comme une exacte répétition des cercles correspondants de la figure 8, la seule différence étant que le point C_m de la figure 8 est marquée C_o sur la figure 9.

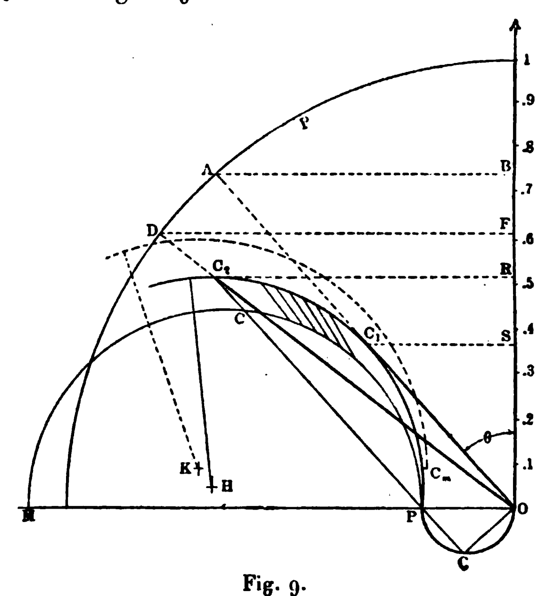


Fig. 9.

Dans le diagramme de la figure 8, déduit du diagramme de la figure 6, les pertes dans le fer et dans la résistance primaire ont été négligées : si l'on suppose les pertes par hystérésis et par courants de Foucault constantes dans les conditions normales de fonctionnement, il est nécessaire d'ajouter seulement une longueur constante (C_oC_m, figure 7) au vecteur du courant rotorique pour faire subir cette correction au diagramme du cercle. C'est ce que l'on a fait sur la figure 9, en portant un certain nombre de lignes issues de P, et en traçant la courbe $C_mC_1C_2$ qui remplit la condition que toute corde, telle que PC_2, soit plus grande que PB d'une quantité CC_2 ou PC_m, pour correspondre à la composante wattée du courant magnétisant (C_oC_m, figure 7). Cette courbe $C_mC_1C_2$ correspond exactement à l'arc de cercle décrit d'un centre, tel que H, situé un

peu au-dessus de la droite horizontale OM. La nouvelle courbe est utilisée au lieu du demi-cercle PCM et, pour un vecteur de courant primaire quelconque tel que CO_2, le courant magnétisant déwatté est OC_0, tandis que la composante wattée est C_0C_2 : le courant du rotor est CC_0, et le facteur de puissance est cos C_2OE.

Si l'on désire tenir compte des effets de la résistance primaire, l'extrémité du vecteur de courant primaire, au lieu d'être située sur la courbe $C_mC_1C_2$, sera située sur une nouvelle courbe, telle que celle indiquée en pointillé, et on trouve que cette courbe est très voisine d'un arc de cercle de rayon plus grand que HC_2, décrit sur un nouveau centre K. En supposant que la résistance du stator est assez faible pour être négligée, on trace la tangente OA à la courbe C_mC_2 ; le point de contact est en C_1. Il en résulte que l'angle EOA est le plus petit possible entre la différence de potentiel première et les vecteurs du courant. La valeur de cos θ est donc la plus grande valeur possible pour le facteur de puissance.

Il est intéressant d'examiner la relation entre les dimensions des cercles OC_0P et PCM (ou $C_mC_1C_2$ si l'on tient compte des pertes dans le fer) qui détermine la valeur du facteur de puissance maximum possible. Pour que cette valeur soit élevée, il est non seulement nécessaire d'employer un faible entrefer afin de réduire l'intensité du courant magnétisant, mais aussi les dimensions et la forme des encoches, la disposition des conducteurs, etc., jouent un rôle important, car la valeur de la dispersion en dépend, pour une intensité donnée du courant secondaire.

Si l'on trace, sur la figure 9, deux perpendiculaires à OE telles que C_1S et C_2R à partir des extrémités du vecteur du courant primaire, la puissance du moteur est représentée, à une certaine échelle, par les distances OS, OR, etc. Ainsi la puissance correspondante à la condition du maximum de facteur de puissance est OS, tandis que la puissance absorbée est OR, la ligne C_2R étant la tangente horizontale à la courbe $C_mC_1C_2$.

En ce qui concerne le facteur de puissance, on peut, au lieu de le calculer d'après la valeur mesurée de l'angle entre les vecteurs de f. é. m. et de courant, décrire un cercle du centre O avec un rayon convenable OA pris pour unité. Pour toute valeur du courant primaire, la longueur obtenue en projetant le point d'intersection sur OE donne une mesure directe du facteur de puissance. Ainsi, pour les deux conditions spéciales du facteur de puissance maximum et de la puissance maxima, les facteurs de puissance ont pour valeurs OB et OF respectivement, correspondant à 0,74 et 0,61.

Plusieurs autres grandeurs intéressantes peuvent être déduites du diagramme du cercle, sur lequel elles sont exprimées graphiquement : si l'on ajoute différentes échelles au diagramme, on peut les lire directement, mais cela donne à la figure une apparence compliquée.

(A suivre). R. R.

L'établissement de bobines d'induction *(fin)* [1]. — **O. Eddy et M. Eastham.** — *Electrical World*, 29 décembre 1907.

Le primaire. — L'enroulement primaire doit avoir des prises de courant à ses deux extrémités pour le réglage. Plus est grand le nombre de tours au primaire, et plus doit être grand le nombre de tours au secondaire, pour une différence de potentiel donnée. Le fil employé pour le primaire doit avoir une section suffisante pour porter le courant maximum que la bobine peut avoir à supporter, bien que les bobines d'induction soient rarement employées à leur pleine puissance pendant une durée un peu longue. Plus il y a de cuivre sur le primaire et plus est grande la puissance débitée, et aussi la différence de potentiel. La résistance ohmique joue un faible rôle, puisque la résistance inductive a une valeur considérable. Généralement, on emploie un rhéostat de réglage intercalé sur le circuit primaire.

On a essayé d'employer du fil carré, mais on y a renoncé à cause des dangers de mauvais isolement aux angles du fil ; il faut que l'enroulement primaire soit très soigneusement isolé, car on a trouvé que la force électromotrice de self-induction produite dans le primaire atteint souvent 2 000 volts.

L'isolement. — Le tube isolant est placé sur l'enroulement primaire, qu'il sépare de l'enroulement secondaire. Il doit être aussi mince que possible, tout en présentant un isolement très

[1] *Eclairage Électrique*, t. L, 9 février 1907, p. 209.

élevé. La rigidité diélectrique importe beaucoup plus que la résistance d'isolement; sa capacité diélectrique spécifique doit être faible, L'épaisseur doit être calculée de telle façon que le tube puisse supporter les trois quarts de la tension secondaire. Quand la bobine doit travailler à circuit ouvert ou sur une résistance, le potentiel au centre de la bobine est pratiquement nul; on peut alors appliquer une curieuse idée de Siemens et diminuer l'épaisseur du tube aux points où les lignes de force sont le plus resserrées. Bien que ce procédé entraîne une complication, il peut être souvent avantageux de l'employer dans les bobines de grande puissance.

Le tube isolant peut être en verre, en mica, en gutta-percha ou en ébonite. Le verre est fragile et a une capacité diélectrique spécifique élevée, ainsi qu'une faible rigidité diélectrique. La micanite présente une tension de rupture élevée, mais aussi une capacité élevée, tandis que la gutta-percha et l'ébonite ont une faible capacité qui rend leur emploi avantageux.

L'importance de la capacité diélectrique spécifique est très grande avec un interrupteur à grande vitesse et une bobine à haute tension: de la capacité et du pouvoir isolant du tube dépend beaucoup la tension maxima que la bobine peut supporter et le courant qu'elle peut débiter.

Pour l'isolement du secondaire, on peut employer, entre les différentes sections, du papier imprégné d'un composé isolant. L'ozone qui se produit quand la bobine fonctionne peut détériorer l'isolant du secondaire. Le meilleur procédé pour éviter les percements consiste à plonger la bobine dans l'huile, mais quelquefois les applications auxquelles est destinée la bobine empêchent d'employer ce moyen. On se sert souvent de vaseline ou d'autres isolants semi-fluides. La paraffine seule, dont l'emploi a été souvent recommandé, n'est pas le meilleur isolant pour cette application. Quelle que soit la nature de l'isolant, il faut que sa rigidité diélectrique ait une valeur élevée, mais la capacité inductive spécifique est un autre facteur dont l'influence est importante.

Il est extrêmement important que toute humidité ait été expulsée de l'enroulement avant que la bobine soit isolée d'une façon définitive: si l'on emploie de l'huile, il faut qu'elle ait un poids spécifique plus grand que celui de l'eau. Le meilleur système pour enlever l'humidité consiste à chauffer la bobine dans le vide. La méthode qui consiste à enfermer la bobine dans une caisse que l'on remplit entièrement d'un isolant solide n'est pas à recommander, car elle conduit à un poids élevé et occasionne de grandes difficultés quand il y a des réparations à faire à l'enroulement.

Le secondaire. — Le nombre de tours est la section du fil de l'enroulement secondaire dépendant de la longueur d'étincelles que l'on veut atteindre et des applications auxquelles la bobine est destinée. Les formules théoriques pour la tension secondaire maxima, dont dépend la longueur d'étincelles, sont basées sur un certain nombre de conditions et d'approximations. La surélévation de tension qui se produit au primaire atteint vingt fois environ la différence de potentiel d'alimentation et la tension maxima du secondaire est proportionnelle à cette tension. L'élévation de tension et le courant dans l'enroulement primaire sont proportionnels jusqu'à un certain point: ce point est la limite de saturation sur la courbe d'aimantation et dépend du volume de cuivre employé dans le noyau. On sent là la nécessité qu'il y a à définir le régime auquel la bobine doit travailler.

La tension secondaire est proportionnelle au nombre de tours de l'enroulement secondaire: ce nombre est généralement compris entre 50 000 et 80 000 pour une bobine de 30 centimètres d'étincelle. La section du fil est déterminée d'une façon empirique: elle dépend de l'intensité du courant secondaire et du volume de l'étincelle. Plus le fil est fin, et plus la résistance est grande, mais plus la longueur est courte pour un nombre de tours donné. D'autre part, la résistance décroît comme l'inverse du carré du diamètre, et il faut employer du gros fil quand on a besoin de beaucoup d'énergie dans le circuit secondaire.

L'enroulement secondaire peut être établi long et peu épais, ou court et de fort diamètre. Le champ a son maximum d'intensité au milieu du noyau et décroît vers ses extrémités. Il décroît aussi quand on s'éloigne du noyau perpendiculairement à l'axe de celui-ci. La disposition des lignes de force autour du noyau conduit souvent à diminuer le diamètre du secondaire vers les extrémités de la bobine. Dans les bobines, on y arrive en employant une série d'échelons: ce mode de construction est coûteux. Plusieurs constructeurs bobinent les sections extérieures

avec des fils plus gros que les sections extérieures.

On emploie quelquefois deux bobines dont les secondaires sont connectés en série pour obtenir une plus grande différence de potentiel. Il est facile de montrer que la capacité des deux bobines est plus grande que ne le serait la capacité d'une seule bobine produisant la même longueur d'étincelles. Outre une différence de potentiel élevée, la télégraphie sans fil exige une forte intensité de courant secondaire : une bobine bien établie de 30 centimètres d'étincelles ayant les mêmes dimensions extérieures qu'une bobine ordinaire de 40 centimètres permettra de mettre en jeu plus d'énergie au secondaire et présentera de meilleurs résultats qu'une bobine ordinaire de 40 centimètres.

Un autre point important qu'il y a lieu de considérer est la résistance du secondaire dont dépend la constante de temps d'un condensateur. En télégraphie sans fil, il est important de pouvoir charger les condensateurs dans le plus court intervalle de temps possible. Le produit de la capacité en microfarads par la résistance en mégohms à travers laquelle le condensateur est chargé donne la constante de temps. Un condensateur est pratiquement chargé à la différence de potentiel appliquée au bout d'une période égale à environ dix fois la constante de temps. Fleming a calculé que, pour une capacité de un microfarad, chargée à travers une résistance de un mégohm par une f. é. m. de 100 volts, la différence de potentiel aux bornes du condensateur est de 63 volts seulement au bout d'une seconde et de 86 volts au bout de deux secondes. Pour un cas plus usuel, une capacité de un centième de microfarad sera complètement chargée à travers une résistance de 10 000 ohms (1/100 mégohms) au bout de 1/1000 de seconde.

L'auteur étudie ensuite les différentes méthodes employées pour le bobinage du secondaire On peut disposer le fil en couches successives, en augmentant l'isolement à mesure que la différence de potentiel croît entre les couches. On peut établir un certain nombre de sections et les placer côte à côte en les reliant en série et en les séparant les unes des autres par des disques isolants.

Le condensateur. — Il faut porter une certaine attention à l'établissement du condensateur monté en déviation sur l'interrupteur du circuit primaire : le fonctionnement de cet appareil n'est généralement pas bien compris. La fonction du condensateur est de donner une vitesse plus grande de rupture en pressant ou en diminuant la formation de l'arc qui jaillirait entre les contacts. Il y a une valeur optima pour la capacité de ce condensateur : c'est celle qui donne la plus grande longueur d'étincelle secondaire. L'étincelle la plus longue n'est donc pas obtenue quand il se produit un minimum d'étincelles à l'interrupteur primaire. Pour cette dernière condition, il faut employer plus de capacité dans le condensateur, et Mizuno a montré que la longueur d'étincelles secondaires diminuait alors. Lord Rayleigh a trouvé que, plus la vitesse de rupture est grande, et plus la capacité nécessaire doit être faible : quand le circuit est rompu par un projectile provenant d'une arme à feu, la capacité peut être nulle. D'autre part, on a trouvé aussi que la capacité doit varier directement comme l'inductance du circuit primaire, jusqu'à un certain point.

Certains types d'interrupteurs fonctionnent aussi bien sans capacité importante : l'interrupteur Wehnelt, par exemple, présente des ruptures très rapides avec très peu d'arc ; toutefois la pointe de platine et la solution forment un condensateur électrolytique de capacité relativement élevée. L'interrupteur à mercure a une résistance extrêmement faible et, en outre, le mercure est plus ou moins un métal anti-arc.

Dans tous les cas, il est bon d'employer un condensateur réglable, à moins que la bobine soit appelée à fonctionner toujours avec une intensité de courant constante, ce qui est rare.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur la capacité active des câbles de forte section et sa mesure au moyen de courant continu. — **A. Kemann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 janvier 1907.

L'intensité du courant de charge d'un câble présente maintenant une importance considérable. Sa valeur peut représenter une fraction importante de l'intensité du courant de travail et il y a lieu d'en tenir compte pour le dimensionnement des machines électriques et des différents conducteurs. On doit donc pouvoir calculer la

valeur du courant de charge de câbles à plusieurs conducteurs lorsque ceux-ci sont reliés à une source de courants alternatifs.

On appelle, d'après la définition de Breisig, capacité active d'un câble à plusieurs conducteurs le coefficient au moyen duquel on peut calculer le courant de charge de ce câble en tenant compte de son potentiel et de la fréquence.

Dans le cas dont il s'agit on peut définir d'une façon plus précise la capacité active, suivant la nature du courant (monophasé, diphasé, triphasé, etc.). D'après la capacité active, on peut calculer le courant de charge au moyen de la formule

$$J_c = C_w \cdot V \cdot 2\pi \cdot n \cdot 10^{-6}, \qquad (1)$$

dans laquelle J_c désigne le courant de charge en ampères, B_w la capacité active en microfarads, V le potentiel du conducteur par rapport à la terre en volts, et n la fréquence.

Il est plus important de connaître la capacité active que les capacités partielles dont on se contentait généralement jusqu'à ces dernières années.

La mesure de la capacité active peut être effectuée évidemment avec des courants de même nature que les courants de service normal : pour cela, il suffit de mesurer le courant de charge et de calculer la grandeur C_w de l'équation (1). Cette façon de procéder est inapplicable dans la plupart des cas. Une autre méthode consiste à effectuer la mesure au moyen de courant monophasé : cette méthode est aussi difficilement applicable que la précédente. La méthode la plus simple et la plus exacte repose sur l'emploi de courant continu, et cette méthode exige deux mesures seulement. L'auteur se propose de montrer l'application de cette méthode et la façon d'effectuer les mesures nécessaires.

Capacité en monophasé.

1° *Câble à deux conducteurs.* — Comme l'on sait, la quantité totale d'électricité qui se trouve sur le conducteur 1 est donnée par la formule :

$$Q_1 = c_{10}(V_1 - V_0) + c_{12}(V_1 - V_2),$$

les potentiels V_1 et V_2 correspondant aux conducteurs 1 et 2. L'enveloppe de plomb étant au potentiel de la terre, on a toujours $V_0 = 0$. Si l'on tient compte de ce que l'on a, en service normal $V_1 + V_2 = 0$, on trouve l'expression :

$$Q_1 = V_1(c_{10} + 2c_{12}).$$

Puisque d'une façon générale, on a par définition :

$$C_w = Q_1/V_1,$$

on a ici pour C_w la valeur :

$$C_w = c_{10} + 2c_{12}. \qquad (2)$$

Mesure. — Pour effectuer la mesure, on détermine d'abord la capacité partielle de l'âme 1 par rapport à l'âme 2, quand celle-ci est reliée au plomb. Cette connexion sera représentée, pour abréger, par la désignation 1 —— 2 P*b*. On obtient alors :

$$M_1 = c_{10} + c_{12}.$$

Ensuite, on mesure la capacité des âmes 1 et 2 reliées ensemble par rapport à l'enveloppe de plomb, soit 1, 2 —— P*b*. On obtient

$$M_2 = 2c_{10}.$$

Des deux formules, on tire :

$$c_{10} = (M_2/2)$$
$$c_{12} = M_1 - (M_2/^1).$$

En introduisant ces deux valeurs dans la formule qui donne la capacité entière, on obtient l'expression :

$$C_w = c_{10} + 2c_{12}$$
$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

S'il existe un fil pilote, relié en un point quelconque du conducteur principal, la capacité active du conducteur 1 relié au fil pilote 2 est donnée par l'équation

$$Q_{1,2} = c_{10}(V_1 - V_0) + c_{13}(V_1 - V_3) + c_{14}(V_1 - V_4)$$
$$+ c_{20}(V_2 - V_0) + c_{23}(V_2 - V_3) + c_{24}(V_2 - V_4).$$

Il faut tenir compte de ce que l'on a :

$$V_1 = V_2; \quad V_3 = V_4$$
$$V_1 + V_3 = 0; \quad V_0 = 0.$$

On peut ensuite admettre que l'on a :

$$c_{23} = c_{14}.$$

On obtient alors l'expression suivante :

$$Q_{1,2} = V_1(c_{10} + c_{20} + 2c_{13} + 4c_{14} + 2c_{24}).$$

On a donc pour la capacité C_w la valeur :

$$C_w = c_{10} + c_{20} + 2c_{13} + 4c_{14} + 2c_{24}. \qquad (3)$$

La capacité active est donc augmentée de

$$(c_{20} + 4c_{14} + 2c_{24})$$

par la présence du fil pilote.

Mesure : 1, 2 — 3, 4 P*b*

$$M_1 = c_{10} + c_{20} + c_{13} + 2c_{14} + c_{24}$$

1, 2, 3, 4 — P*b*

$$M_2 = 2(c_{10} + c_{20}).$$

On déduit de ces formules :

$$2(C_{13} + 2C_{14} + C_{24}) = 2M_1 - M_2$$

$$C_w = \frac{M_2}{2} - 2\left(M_1 - \frac{M_2}{2}\right)$$

$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

2° *Câble à quatre conducteurs.* — Ce mode de construction offre, vis-à-vis du câble à deux conducteurs, l'avantage de conduire à un diamètre plus faible du câble pour une même section de cuivre : il s'est répandu assez rapidement dans les dernières années. Au point de vue électrique, ces câbles présentent certains avantages en permettant de modifier la capacité et l'inductance par des groupements convenables des conducteurs.

a) Groupement de deux conducteurs voisins.

Dans ce cas, l'inductance active est maxima. La capacité active doit être la même que dans un câble à deux conducteurs à fils pilotes, en posant $C_{20} = C_{10}$ et $C_{24} = C_{13}$. On tire de l'équation (3)

$$C_w = 2c_{10} + 4c_{14} + 4c_{13}. \qquad (4)$$

Mesure. — Les connexions sont les mêmes que pour le câble à deux conducteurs avec fils pilotes

1, 2 — 3, 4 P*b*

1, 2, 3, 4 — P*b*.

On trouve alors comme précédemment

$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

Si le câble contient quatre fils pilotes, on a :

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_4$$

$$V_5 = V_6 = V_7 = V_8$$

$$V_1 + V_5 = 0.$$

$$V_0 = 0$$

On admet en outre que les capacités symétriquement placées sont égales, c'est-à-dire que l'on a :

$$c_{10} = c_{30}; \quad c_{18} = c_{45}; \quad c_{17} = c_{35},$$

$$c_{16} = c_{36} = c_{38} = c_{27} = c_{25} = c_{47};$$

$$c_{15} = c_{37}; \quad c_{20} = c_{40};$$

$$c_{28} = c_{46}; \quad c_{26} = c_{48}.$$

La quantité d'électricité sur les conducteurs 1, 2, 3, et 4 ensemble est donc

$$\begin{array}{l} Q_{1,2,3,4} \\ = V_1 \end{array} \left(\begin{array}{l} c_{10} + 2c_{18} + 2c_{17} + 2c_{16} + 2c_{15} \\ + c_{20} + 4c_{16} + 2c_{28} + 2c_{26} \\ + c_{10} + 2c_{17} + 4c_{16} + 2c_{15} + 2c_{28} + 2c_{26} \\ + c_{20} + 2c_{18} + 2c_{16} + 2c_{28} + 2c_{26} \end{array} \right)$$

$$C_w + 2c_{10} + 2c_{20} + 4c_{18} + 4c_{17} + 12c_{16} + 4c_{15} + 4c_{28} + 4c_{26} \qquad (5)$$

Mesure. : 1, 2, 3, 4 — 5, 6, 7, 8 P*b*

$$M_1 = 2c_{10} + 2c_{20} + 2c_{15} + 6c_{16} + 2c_{17} + 2c_{28} + 2c_{26} + 2c_{18}$$

1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 — P*b*

$$M_2 = 4(c_{10} + c_{20}).$$

On en déduit la valeur suivante :

$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

b) Groupement des conducteurs opposés.

Dans ce cas, l'inductance est maxima.

Si l'on a $V_0 = 0$, l'équation relative à la quantité d'électricité sur les conducteurs 1 et 3 ensemble est :

$$Q_{1.3} = c_{10} V_1 + c_{12}(V_1 - V_2) + c_{14}(V_1 - V_4) + c_{30} V_3 + c_{32}(V_3 - V_2) + c_{34}(V_3 - V_4);$$

on a en outre les deux égalités :

$$V_1 = V_3; \quad V_2 = V_4.$$

On suppose que l'on ait les relations :

$$V_1 + V_2 = 0$$

$$c_{10} = c_{20} = c_{30} = c_{40}$$

$$c_{34} = c_{12} = c_{14} = c_{43},$$

On obtient pour Q_{13} la valeur

$$Q_{1.3} = V_1(c_{10} + 2c_{12} + 2c_{12} + 2c_{10} + 2c_{12} + 2c_{12})$$

$$C_w = c_{10} + 8c_{12} \qquad (6)$$

Mesure : 1, 3 — 2, 4 P*b*.

$$M_1 = 2c_{10} + 4c_{12}$$

1, 2, 3, 4 — P*b*

$$M_2 = 4c_{10}.$$

On en déduit l'équation :

$$2(c_{10} + 4c_{12}) = 2\left(M_1 - \frac{M_2}{4}\right)$$

$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

Pour un câble avec fils pilotes, on a :

$$V_1 = V_2 = V_5 = V_6$$

$$V = V_4 = V_7 = V_8.$$

les capacités sont supposées égales :

$$c_{23} = c_{45} = c_{67} = c_{81}$$
$$c_{24} = c_{46} = c_{68} = c_{82}$$
$$c_{10} = c_{13} = c_{57} = c_{53}$$
$$c_{14} = c_{27} = c_{58}.$$

On a alors pour la quantité $Q_{1,2,5,6,}$ la valeur :

$$\begin{matrix} Q_{1,2,5,6} \\ = V_1 \end{matrix} \left\{ 2 \begin{bmatrix} c_{10} & & + 2c_{18} + 4c_{17} + 2c_{14} & \\ & + c_{20} & + 2c_{18} & + 4c_{14} + 4c_{28} \end{bmatrix} \right\}$$

$$C_w = 2c_{10} + 8c_{20} + 8c_{18} + 8c_{17} + 8c_{14} + 8c_{28} \quad (7)$$

mesure : 1, 2, 5, 6 — 3, 4, 7, 8 P*b*

$$M_1 = 2c_{10} + 2c_{20} + 4c_{18} + 4c_{17} + 4c_{14} + 4c_{28}$$

1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 — P*b*

$$M_2 = 4(c_{10} + c_{20})$$
$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

On voit donc que le câble dans lequel les conducteurs opposés sont reliés ensemble a une capacité active supérieure de 4 $(C_{12} - C_{13})$ à celle du câble dans lequel les conducteurs juxtaposés sont reliés ensemble. L'inductance étant généralement faible, on ne cherche guère à la réduire; en général au contraire, il est important de réduire la capacité : on sera donc conduit en pratique à employer le groupement des conducteurs juxtaposés et non des conducteurs opposés.

(A suivre.) B. L.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques *(suite)* [1]. — **E. Joung.** — *The Electrician,* 4 janvier 1907.

Variation avec le circuit magnétique. — Dans toutes les méthodes du pont, ou méthodes de zéro où l'une des inductances à comparer contient du fer, on trouve qu'il est impossible d'obtenir un bon équilibre si les deux inductances ne contiennent pas des noyaux de fer identiques comme dimensions et comme propriétés, c'est-à-dire si les deux circuits magnétiques ne sont pas semblables. Cela est dû au fait que, même si les valeurs totales de L et des constantes de temps L/R sont égales, cette égalité ne subsiste pas d'un instant à l'autre par suite des propriétés différentes des circuits magnétiques au point de vue de la perméabilité, de l'hystérésis, des courants de Foucault, etc.

Le facteur le plus important parmi ceux qui compliquent les mesures est la variation de la perméabilité avec l'intensité du courant magnétisant : l'autre facteur important réside dans la production de courants de Foucault qui réagissent sur le champ magnétique dans un sens opposé au courant d'essai, diminuant ainsi l'inductance dans certaines conditions d'observation. Leur action est très marquée quand le fer n'est pas bien laminé. Quand les interruptions du courant ont une grande fréquence, l'effet des courants de Foucault est très marqué, et l'inductance effective décroît fortement.

En même temps, la présence de courants de Foucault introduit une cause de variation dans la résistance effective du circuit observé, quand on effectue la mesure au moyen de courant alternatif ou intermittent, par suite du fait que les courants de Foucault dissipent de l'énergie et augmentent ainsi la résistance effective.

Un certain nombre de résultats remarquables ont été indiqués sur ce sujet par Dolezalek et Ebeling. Par exemple, un conducteur téléphonique en cuivre entouré d'une couche de fer de 0,7 millimètre d'épaisseur a présenté, pour du courant alternatif de fréquence 900, une résistance effective de 83 ohms, tandis que sa résistence sur courant continu était de 5,5 ohms. Quand l'épaisseur du revêtement de fer était réduite à 0,15 millimètre, de façon que les courants de Foucault fussent affaiblis, la résistance effective par la fréquence 900 était réduite à 6,3 ohms. En téléphonie, où les courants présentent des fréquences de cet ordre de grandeur, l'importance des courants de Foucault peut être très considérable. Dans un câble télégraphique unipolaire, les courants de Foucault doivent probablement agir d'une façon analogue pour réduire la valeur effective de L et augmenter la valeur effective de R, mais beaucoup moins sérieusement que dans les circuits téléphoniques. Dans les mesures de Breisig sur les câbles armés, les effets ont été aussi notables. Dans un câble à double conducteur, il n'y a que très peu de courants de Foucault dans l'enveloppe, parce que les champs produits par les deux fils s'équilibrent l'un l'autre.

Enfin la valeur de L dépend aussi de l'histoire antérieure du fer. Si le noyau a été précédem-

[1] *Eclairage Electrique,* t. L, 16 février 1907, p. 247.

ment aimanté par un courant intense, la valeur trouvée pour L est plus faible, à cause du magnétisme rémanent. Avant de faire une mesure de l'inductance normale d'un appareil, il faut donc désaimanter le fer en soumettant cet appareil à une série d'inversions du courant, ou à un courant alternatif d'intensité graduellement décroissante. Il suffit de placer en série avec l'inductance un commutateur-inverseur, un rhéostat à contact glissant, et une batterie, et d'envoyer des impulsions de courant alternatives en augmentant peu à peu la valeur de la résistance inter calée. Ces précautions sont particulièrement utiles quand on a affaire à un circuit magnétique fermé.

Câbles enroulés sur des bobines. — L'inductance d'un câble ou d'un conducteur ne peut pas être déterminée quand ce conducteur est bobiné sur des tambours ou est lové dans un bateau, parce que l'action des tours voisins les uns sur les autres augmente la valeur de l'inductance L. Quand un câble est lové dans un bateau, l'armure et la coque en fer forment un circuit magnétique de perméabilité élevée, et l'inductance est considérablement accrue.

Mesure de l'impédance. — On a vu que l'inductance peut être mesurée séparément de la résistance, et peut être en partie séparée de la capacité. Mais quand on fait des essais sur des circuits télégraphiques ou téléphoniques, il est impossible de séparer d'une façon nette l'inductance de la capacité, pas plus que la résistance du conducteur et la résistance d'isolement. Il est donc bon d'étudier la résultante des quatre quantités qui constituent l'impédance du circuit.

De même que l'on peut déterminer la résistance en courant continu d'un circuit par la lecture simultanée des volts et des ampères continus, d'où l'on déduit la valeur $R = E/C$, on peut déduire la résistance à courant alternatif ou l'impédance du circuit des lectures des volts et des ampères alternatifs, et écrire :

$$\text{impédance} = E_a/C_a$$

pour une fréquence donnée par seconde.

La méthode est extrêmement simple, pourvu qu'on ne tienne pas compte des déphasages. Pour la plupart des applications pratiques, il suffit d'observer la première des deux choses, c'est-à-dire la diminution ou la perte d'amplitude quand on inverse le courant avec une fréquence donnée. Par exemple, en téléphonie, on trouve que pour les circuits de câbles ordinaires isolés au papier, la fréquence moyenne des courants est de 800 périodes par seconde. On peut faire une mesure avec un courant présentant 800 interruptions par seconde, et l'on détermine ainsi l'impédance du circuit. Plus exactement, il faut distinguer entre l'impédance à l'extrémité réceptrice et l'impédance à l'extrémité transmettrice. Ces deux quantités peuvent être définies de la façon suivante :

Impédance à l'extrémité réceptrice (ohms)

$$= \frac{\text{volts agissant}}{\text{ampères reçus}}$$

Impédance à l'extrémité transmettrice (ohms)

$$= \frac{\text{volts agissant}}{\text{ampères transmis}}$$

L'impédance à l'extrémité réceptrice présente de l'importance pour les montages en duplex. Le Dr Kennely a établi une formule remarquable pour la propagation et la distribution du courant et de la tension dans les circuits électriques ; cette formule est relativement très simple et permet de résoudre tous les problèmes relatifs aux transmissions télégraphiques, téléphoniques et industrielles

(A suivre.) R. R.

ÉCLAIRAGE

Détermination de l'intensité lumineuse horizontale moyenne de lampes à incandescence. — **Hyde** et **Cady**. — *Elektrotechnik und Maschinenbau,* 20 janvier 1907.

Les auteurs ont fait une série d'expériences au Bureau of Standards pour déterminer l'exactitude de la méthode généralement employée en Amérique. Cette méthode consiste à faire tourner la lampe sur elle-même, à la vitesse de 180 tours par minute : on élimine ainsi l'influence de l'inégalité de la composante horizontale de l'intensité lumineuse : cette inégalité est due à la forme du filament et présente en général deux valeurs maxima décalées de 180°, et deux valeurs minima, décalées de 90° par rapport aux valeurs maxima. Si l'on met la lampe en rotation, la lumière papillotte. L'œil n'a pas une accommodation suffi-

sante pour réagir aux faibles vitesses sur la valeur moyenne de l'intensité lumineuse, et il se produit une erreur d'observation importante qui varie suivant l'élément personnel de l'observateur. En outre, la force centrifuge produit une déviation du filament, ce qui donne lieu à une autre cause d'erreur. Pour étudier l'influence du papillottement et de la déviation du filament, les auteurs ont construit un appareil dans lequel la lampe est horizontale et est entourée de deux miroirs embrassant un angle de 90°. La lampe et les miroirs peuvent tourner indépendamment l'un de l'autre. Les expériences suivantes ont été faites :

a) La lampe est immobile ; les miroirs tournent à une vitesse élevée (jusqu'à 800 tours par minute) ;

b) La lampe est immobile ; les miroirs tournent à la vitesse de 180 tours par minute ;

c) La lampe tourne à la vitesse de 180 tours par minute : les miroirs sont immobiles ;

d) La lampe tourne à grande vitesse (jusqu'à 800 tours par minute) : les miroirs sont immobiles.

S'il n'existait aucune erreur du fait de la déviation du filament et du papillottement, les séries d'expériences *a* à *d* donneraient les mêmes résultats. Dans la réalité, une comparaison entre *a* et *b* indique l'influence du papillottement, tandis que la comparaison entre *a* et *c* indique l'erreur provenant du papillottement et de la déviation du filament ; la comparaison entre *b* et *c* indique l'influence de la déviation à 180 tours par minute, et la comparaison entre *a* et *c* l'influence de la déviation aux vitesses de rotation élevées.

Les résultats obtenus peuvent être résumés de la façon suivante :

1° La déviation pour une vitesse de 500 à 600 tours par minute produit, dans la lampe à filament de carbone, une augmentation et une diminution de lumière qui atteint 1 °/₀ ; la différence pour une vitesse de rotation de 180 tours par minute est d'environ 0,2 à 0,3 °/₀ ;

2° La lampe au tantale présente, lors de la rotation, une faible augmentation de l'intensité lumineuse mesurée. Il est curieux de constater que la résistance apparente de la lampe augmente de 0,2 °/₀ à 1 °/₀ pendant la rotation ;

3° La plupart des lampes à filament de charbon présentent une répartition lumineuse si uniforme dans le plan horizontal qu'il n'y a pour ainsi dire pas de papillottement. Si l'inégalité dans l'intensité lumineuse horizontale atteint 5 °/₀, le papillottement empêche toute mesure exacte ;

4° L'erreur due au papillottement dépend énormément de l'élément individuel de l'observateur ; et aussi de la construction du photomètre ;

5° Une augmentation de la vitesse de rotation au delà de 360 tours n'étant pas possible pour la plupart des lampes, les auteurs proposent une méthode qui est suffisamment exacte et qui réduit les erreurs individuelles. Cette méthode consiste à disposer un miroir parallèlement à l'axe de la lampe, de façon à ce que le flux lumineux émanant de la lampe et celui qui provient du miroir se superposent sur l'écran du photomètre. Les deux flux lumineux correspondent à des intensités lumineuses dans deux plans décalés de 90°, et l'intensité lumineuse résultante varie beaucoup moins que les intensités individuelles.

E. B.

Résultats d'expériences effectuées sur des lampes Osram. — *Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.* —

Des expériences ont été faites sur des lampes Osram à l'institut physico-technique de Berlin. Les résultats obtenus sont indiqués par les tableaux I et II et confirment les résultats annoncés antérieurement par la Société Auer.

TABLEAU I

Expériences sur 8 lampes de 25 bougies.

DURÉE heures.	TENSION volts.	INTENSITÉ DE COURANT ampères.	INTENSITÉ LUMINEUSE moyenne perpendiculairement à l'axe de la lampe. bougies.	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE w./bougie.
0,4	117	0,25 à 0,278	26,6 à 29,7	1,10 à 1,13
100	—	0,25 0,278	27,5 30,5	1,06 1,09
200	—	0,249 0,277	27,8 30,6	1,05 1,08
400	—	0,248 0,276	26,8 29,3	1,08 1,12
500	—	0,253 0,275	25,8 28,9	1,11 1,15
700	—	0,270 0,274	27,2 27,8	1,13 1,17
1 000	—	0,267 0,271	25,7 27,3	1,16 1,22

TABLEAU II

Expériences sur 8 lampes de 32 bougies.

DURÉE heures.	TENSION volts.	INTENSITÉ DE COURANT ampères.	INTENSITÉ LUMINEUSE moyenne perpendiculairement à l'axe de la lampe bougies.	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE w./bougie.
0,4	111,5 à 114	0,307 à 0,325	30,9 à 32,6	1,08 à 1,14
100	—	0,309 0,328	32,3 36,1	1,04 1,07
200	—	0,309 0,329	32,4 36,7	1,02 1,06
400	—	0,307 0,329	31,1 35,9	1,04 1,10
500	—	0,307 0,328	31,0 33,6	1,06 1,12
700	—	0,306 0,314	30,0 32,6	1,09 1,14
1 000	—	0,304 0,316	29,0 32,0	1,10 1,17

Les mesures ont été faites sur courant continu, mais les lampes ont été essayées aussi sur courant alternatif. Les seize lampes étudiées ont été prises parmi un lot important de lampes envoyées par les constructeurs. Les tableaux indiquent l'intensité lumineuse horizontale moyenne. Le coefficient permettant d'en déduire l'intensité hémisphérique moyenne (dont la valeur est 0,8 environ pour les lampes à filament de carbone) n'a pas encore été déterminé. Les chiffres des tableaux montrent une légère augmentation d'intensité lumineuse au début du fonctionnement de la lampe, puis une diminution graduelle. En cas de rupture prématurée du filament, celui-ci se ressoude comme le filament d'une lampe au tantale. La diminution de l'intensité lumineuse au bout de 1 000 heures de fonctionnement est d'environ 6,3 % pour les lampes de 25 bougies et de 3,6 % pour les lampes de 32 bougies. Cinq lampes n'ont pas atteint la durée de 1 000 heures.

R. V.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Perfectionnements récents concernant les accumulateurs au plomb. — *Centralblatt für Accumulatoren*, novembre, décembre, janvier.

Séparateurs, enveloppes, etc. en tissus de nitrocellulose pour électrodes d'accumulateurs. — C.-T. Dörr. — Brevet allemand 177217, 16 mars 1905; acc. 12 octobre 1906.

Les tissus traités à l'acide nitrique présentent l'inconvénient que la structure des fils est modifiée. On a avantage à employer la nitrocellulose gélatineuse. Celle-ci est obtenue par traitement de la nitrocellulose dans l'acétone, l'éther acétique, l'amylacétate, l'éther éthylique, etc., en filant cette solution sous forme de fils de diamètre convenable, et en formant avec ceux-ci des tissus relativement lisses. Les tissus gélatineux ainsi préparés sont extrêmement résistants contre l'action des acides et des solutions acidulées ou salines. Ils ne coulent pas, sont parfaitement perméables, et ne sont pas conducteurs. Ces propriétés précieuses permettent d'employer avantageusement des tissus gélatineux, ainsi que des fils et les bandes, pour former des séparateurs remplaçant les séparateurs coûteux en ébonite. Pour les éléments primaires, de tels tissus pourraient être utilisés en remplacement des vases poreux.

Procédé pour récupérer ou conserver la capacité des accumulateurs électriques. — Accumulatoren Fabrik A.-G. — Brevet allemand 179805, 4 février 1904; acc. 19 novembre 1906.

Comme l'on sait, le plomb spongieux des plaques négatives se délite pendant le fonctionnement des éléments secondaires, et la capacité des électrodes va en diminuant. Si l'on ajoute à la pâte des corps inertes finement divisés, comme du coke, du gypse, de la pierre ponce, etc., on peut empêcher le plomb spongieux de se déliter. On peut également empêcher cette action en employant des solutions de certaines substances organiques, ajoutées à l'électrolyte. Cette adjonction peut être effectuée dans de nouveaux éléments, ou bien dans d'anciens, où le plomb spongieux est déjà abîmé. Les corps organiques dont il s'agit étant décomposés à la longue en partie par des actions chimiques, en partie par des actions électrolytiques, il est nécessaire en général de renouveler de temps en temps les composés ajoutés à l'électrolyte. On a trouvé que les corps suivants étaient particulièrement actifs : le lin, l'albumine, le caoutchouc, le sucre, la dextrine, le phénol, l'hydroquinone, le pyrogallol, l'acide oxalique, etc. Les quantités de ces corps qu'il faut ajouter à l'électrolyte diffèrent suivant l'état des plaques. On peut, à titre d'exemple, employer 5 à 10 grammes de lin, d'albumine par litre d'électrolyte; 15 à 20 grammes de caoutchouc, de sucre, de dextrine; 2 à 4 grammes de phénol, 3 à 5 grammes d'hydro-

quinone; 5 à 10 grammes de pyrogallol, d'acide oxalique, etc. On peut, suivant les cas, employer une très faible ou une très forte concentration de ces corps.

Plaque d'accumulateur. — J.-H. ROBERTSON. — Brevet américain 835 229, 1er février 1904; acc. 6 novembre 1906.

La plaque porte des rainures dont la profondeur est un peu plus grande que la moitié de l'épaisseur totale : ces rainures sont étroites et longues et les parois existant entre elles ont une forme conique. Les rainures ménagées sur l'une et l'autre face se rencontrent par endroits et forment des trous à parois coniques. Avec ce procédé, on peut préparer des plaques présentant une grande surface active.

Élément secondaire. — L.-H. FLANDERS. — Brevet américain 836 107, 15 avril 1905; acc. 20 novembre 1906.

Le bac porte des saillies servant à supporter les plaques et à les empêcher de glisser. Les queues des électrodes négatives portent des languettes qui relient entre elles les plaques par l'intermédiaire d'une barette. Les plaques positives sont supportées et connectées de la même façon sur la paroi opposée du bac.

Plaque d'accumulateur avec contact à mercure. — DREIHARDT. — Brevet allemand 180 220, 11 juin 1905; acc. 10 décembre 1906.

Dans la plupart des connexions de plaques basées sur l'emploi de boulons, de soudures, etc., l'action de l'acide sulfurique étendu qui sert d'électrolyte attaque le métal et forme un revêtement plus ou moins mauvais conducteur. Il arrive souvent ainsi que la charge s'effectue très mal pour un nombre plus ou moins grand de plaques d'un ou plusieurs éléments d'une batterie. Inversement, à la décharge, il peut y avoir des éléments qui travaillent dans de très mauvaises conditions et qui se détériorent ainsi rapidement.

Tous ces inconvénients sont évités si l'on fait venir de fonte avec chaque plaque d'accumulateur un petit godet revêtu de fer, de fonte ou d'acier et contenant du mercure. On sait que ce métal n'est pas attaqué à la température normale par l'eau acidulée employée dans les accumulateurs : il permet d'établir de bons contacts, dont la résistance électrique reste faible. Les godets de plomb peuvent être revêtus électrolytiquement d'un dépôt métallique inattaquable au mercure : ils peuvent avantageusement être munis de couvercles isolants qui les protègent et qui empêchent l'introduction de corps étrangers.

Plaque d'accumulateur. — F.-C. HOOD. — Brevet américain 837 567, 20 février 1906; acc. 4 octobre 1906.

La plaque est établie pour présenter une surface de matière active extrêmement considérable, être légère et indéformable. Elle consiste en une série de bandes ondulées de plomb pur superposées verticalement. Ces bandes sont maintenues par des barettes de plomb antimonié et par un cadre solide en même métal : ce cadre porte une queue de prise de courant.

Accumulateur. — J. LANDSING. — Brevet américain 839 606, 24 novembre 1905; acc. 25 décembre 1906.

L'inventeur s'est proposé d'éviter les inconvénients du foisonnement qui se produit dans les plaques à formation Planté et l'allongement des bandes de plomb. La plaque consiste en un cadre solide dans lequel sont disposées des bandes de plomb maintenues par des traverses en plomb. Un intervalle est ménagé entre chacun des côtés du cadre et l'ensemble de ces bandes, qui n'est relié à celui-ci que par quatre connexions obliques présentant une certaine élasticité. De la sorte, toute la partie intérieure de la plaque peut présenter des dilatations ou des extractions sans que le cadre soit déformé, les intervalles existant entre les côtés de celui-ci et les côtés de la plaque intérieure devenant plus ou moins petits ou plus ou moins grands. Différentes dispositions équivalentes sont indiquées par l'inventeur.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 2 Mars 1907. 14e Annee. — N° 9.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR QUELQUES THÉORÈMES GÉNÉRAUX RELATIFS A L'ÉLECTROTECHNIQUE

Une récente conversation que j'ai eue avec MM. Maurice Leblanc et Marius Latour a appelé mon attention sur certaines propriétés générales des systèmes électriques. Peut-être ne sera-t-il pas inutile de traiter ici cette question.

J'envisage un système pouvant comprendre des circuits fixes, des circuits mobiles, des pièces en rotation recevant le courant *par des bagues*, mais ne contenant *ni aimant permanent, ni pièces à collecteurs ou à résistance variable, ni condensateurs ou capacité sensible, et ne recevant pas du dehors du courant continu.* Je me propose en particulier d'établir qu'un pareil système, si compliqué qu'il soit d'ailleurs, ne pourra jamais constituer une génératrice *auto-excitatrice*; et que, s'il reçoit du dehors du courant alternatif, il y aura toujours décalage entre la force électromotrice et l'intensité.

L'ÉNERGIE ÉLECTRODYNAMIQUE.

Supposons que le système comprenne n circuits; soient

$$i_1, i_2, \ldots\ldots, i_n$$

les intensités dans ces divers circuits; soit L_p le coefficient de self-induction du circuit i_p; soit M_{pq} le coefficient d'induction mutuelle des circuits i_p et i_q. Posons:

$$2T = \Sigma L_p i_p^2 + 2\Sigma M_{pq} i_p i_q.$$

La fonction T sera l'*énergie électrodynamique*. Cette fonction est *essentiellement positive*, car elle est égale à l'intégrale :

$$\frac{1}{8\pi}\int \mu d\tau(\alpha^2+\beta^2+\gamma^2)$$

où μ représente la perméabilité magnétique, α, β, γ les composantes du champ magnétique et où l'intégration est étendue à tous les éléments de volume $d\tau$ de l'espace.

Nous supposerons dans la suite que la perméabilité est constante, que par conséquent les coefficients L et M sont indépendants des intensités, et que T est un polynôme homogène du 2[d] degré par rapport à ces intensités. Les résultats seraient encore vrais si l'on abandonnait cette hypothèse ; pour se rendre compte de la façon dont il conviendrait d'opérer si la perméabilité était supposée variable, il suffira de se reporter à ce que j'ai dit au début de mes leçons sur le téléphone (*Eclairage Electrique*, tome L, 16 février 1907, p. 222).

Les coefficients L et M seront en général des fonctions du temps, parce que le système comprend des pièces mobiles ; je regarderai le mouvement de ces pièces comme donné, ce qui me permettra de regarder L et M comme des fonctions connues du temps.

Fonction des résistances.

Je représenterai par Sdt la chaleur de Joule produite dans l'appareil pendant le temps dt. Il est clair que la *fonction des résistances* S sera comme T, un polynôme du 2[d] degré par rapport aux i ; mais, à la différence de ce qui arrive pour T, les coefficients de ce polynôme seront des constantes et non des fonctions du temps, puisque nous supposons que le système ne contient pas de résistance variable. Il est clair que la fonction des résistances S sera *essentiellement positive*.

Si les circuits étaient entièrement séparés les uns des autres, le polynôme S ne contiendrait que des termes carrés ; mais il peut se faire que deux circuits aient une partie commune. Si alors une portion de conducteur appartient à la fois aux deux circuits i_p et i_q, la résistance de cette portion nous donnera un terme en $(i_p+i_q)^2$ et par conséquent un terme en $i_p\, i_q$.

Équations de Lagrange-Maxwell.

Je suppose que dans le circuit i_p, il y ait une force électromotrice E_p venue du dehors ; alors les équations de Lagrange-Maxwell nous donnent :

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di_p}+\frac{dS}{di_p}=E_p. \qquad (1)$$

Si nous posons :

$$V=\Sigma E_p i_p$$

Cela peut s'écrire :

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di_p}+\frac{dS}{di_p}=\frac{dV}{di_p}. \qquad (1\ bis)$$

Variables normales.

On peut quelquefois introduire une petite simplification par un changement de variables.



Si on désigne par i' des variables liées aux i par des relations linéaires, les équations (1 *bis*) prennent la forme :

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di'_p}+\frac{dS}{di'_p}=\frac{dV}{di'_p} \qquad (2)$$

c'est-à-dire qu'elles conservent la forme des équations de Lagrange. Si d'ailleurs on pose :

$$\frac{dV}{di'_p}=E'_p$$

il y a des relations linéaires entre les E' et les E, et on a identiquement

$$V=\Sigma E i=\Sigma E' i'.$$

On peut choisir les nouvelles variables de telle façon que S ne contienne que des termes carrés et que l'on ait

$$2S=\Sigma R'_p i'^2_p$$

comme si tous les circuits étaient séparés les uns des autres. On peut donc toujours se supposer ramené au cas où ces circuits sont séparés et où l'on a :

$$2S=\Sigma R_p i_p^2; \qquad \frac{dS}{di_p}=R_p i_p.$$

On pourrait même choisir les variables nouvelles de façon que les deux polynômes S et T ne contiennent l'un et l'autre que des termes carrés, si les coefficients L et M étaient constants, mais il n'en est pas ainsi en général.

Fonctions périodiques.

Toutes les quantités que nous aurons à considérer seront des fonctions périodiques ou quasi périodiques. Si une fonction $f(t)$ est périodique, on peut la développer suivant la formule de Fourier sous la forme :

$$f(t)=A+\Sigma B\cos\alpha t+\Sigma C\sin\alpha t$$

les α étant des multiples d'une même quantité. La fonction $f(t)$ sera dite *quasi périodique*, si elle est développable en une série de même forme, les α étant quelconques.

La valeur moyenne de $f(t)$ est A; si cette valeur moyenne est nulle, $f(t)$ est la dérivée d'une fonction périodique ou quasi périodique. Dans ce qui va suivre, j'aurai presque toujours affaire à des fonctions périodiques proprement dites ; je dirai donc ordinairement fonctions périodiques, mais ce que je dirai s'appliquera également aux fonctions quasi périodiques.

La valeur moyenne du carré de f est

$$A^2+\Sigma\frac{B^2+C^2}{2}.$$

On voit qu'elle est plus grande que le carré de la valeur moyenne.

La dérivée d'une fonction périodique a sa valeur moyenne nulle. Cela nous permet de faire une sorte d'intégration par parties et de dire que la valeur moyenne de $u\frac{dv}{dt}$ est égale à celle de $-v\frac{du}{dt}$, puisque celle de $\frac{d(uv)}{dt}$ est nulle, j'écris

$$\left[u\frac{dv}{dt}\right]=-\left[v\frac{du}{dt}\right]$$

en représentant par [U] la valeur moyenne de U.

Théorème fondamental.

Reprenons l'équation (1), et supposons que l'on ne fournisse de l'extérieur à l'appareil que du courant alternatif; cela revient à supposer que la valeur moyenne de E_p est nulle. Comme $\frac{dT}{di_p}$ est une fonction périodique, la valeur moyenne de

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di_p}$$

est nulle. Il en résulte que celle de

$$\frac{dS}{di_p}$$

est nulle également. *Comme nous supposons qu'il n'y a pas de résistance variable*, il est clair qu'il en résulte que la valeur moyenne de i_p est nulle. Si par exemple

$$S = \frac{1}{2}\Sigma R_p i_p^2,$$

la valeur moyenne de

$$\frac{dS}{di_p} = R_p i_p$$

est nulle et elle ne diffère de celle de i_p que par le facteur constant, R_p. Je puis donc poser

$$i_p = \frac{dj_p}{dt}$$

j_p étant une fonction périodique. Je multiplie l'équation (1) par j_p et j'ajoute toutes les équations analogues; il vient :

$$\Sigma j\frac{d}{dt}\frac{dT}{di} + \Sigma j\frac{dS}{di} = \Sigma Ej. \qquad (3)$$

Je prends les valeurs moyennes des deux membres. Je représente la valeur moyenne d'une fonction U par la notation [U]; j'ai alors, en intégrant comme plus haut par parties,

$$\left[\Sigma j\frac{d}{dt}\frac{dT}{di}\right] = -\left[\Sigma\frac{dj}{dt}\frac{dT}{di}\right] = -\left[\Sigma i\frac{dT}{di}\right] = -2[T]$$

en appliquant pour finir le théorème des fonctions homogènes. Cette partie moyenne est donc négative, puisque T est essentiellement positif.

J'ai ensuite, par les propriétés des formes quadratiques et en appelant S′ ce que devient la fonction S quand on y remplace les i par les j correspondants :

$$\Sigma j\frac{dS}{di} = \Sigma i\frac{dS'}{dj}.$$

Or les coefficients de S′ c'est-à-dire les résistances étant invariables, on aura :

$$\frac{dS'}{dt} = \Sigma\frac{dS'}{dj}\frac{dj}{dt} = \Sigma i\frac{dS'}{dj} = \Sigma j\frac{dS}{di}$$

d'où

$$\left[\Sigma j\frac{dS}{di}\right] = \left[\frac{dS'}{dt}\right] = 0.$$

reste donc :

$$\Sigma[Ej] = -2[T] < 0. \qquad (4)$$



Interprétation du théorème.

Supposons d'abord un appareil ne recevant rien du dehors, et formé par exemple d'une génératrice fermée sur une résistance, ou bien de l'ensemble d'une génératrice et d'une réceptrice. Alors, puisque nous ne recevons rien du dehors, on aura :

$$E_p = 0; \quad \Sigma[Ej] = 0$$

ce qui est en contradiction avec l'équation (4). *Nous devons conclure que la machine ne pourra jamais s'amorcer elle-même par auto-excitation.*

Supposons maintenant que l'appareil reçoit d'une source extérieure du courant alternatif; soit

$$E = A \cos \omega t$$

la force électromotrice correspondante

et soit : $$i = B \cos(\omega t + h) + \Sigma C \cos \alpha t + \Sigma D \sin \alpha t$$

le courant correspondant; le premier terme du second membre est celui qui a même période que la force électromotrice. On a alors :

$$j = \frac{B}{\omega} \sin(\omega t + h) + \Sigma \frac{C}{\alpha} \sin \alpha t - \Sigma \frac{D}{\alpha} \cos \alpha t$$

et la valeur moyenne de Ej est

$$[Ej] = \left[\frac{AB}{\omega} \cos \omega t \sin(\omega t + h)\right] = \frac{AB \sin h}{\omega}$$

les termes en αt ne donnant rien. Cette valeur moyenne doit être négative; donc $\sin h$ ne doit pas être nul, donc le courant et la force électromotrice sont toujours décalés l'un par rapport à l'autre.

Second théorème.

Supposons maintenant que l'on fournisse du dehors au système *exclusivement* du courant continu, c'est-à-dire que les E_p soient des constantes.

Supposons d'abord

$$S = \frac{1}{2} \Sigma R i^2; \qquad \frac{dS}{di_p} = R_p i_p.$$

En égalant les valeurs moyennes des deux membres de (1) on trouve :

$$[R_p i_p] = R_p [i_p] = [E_p] = E_p$$

puisque E_p et R_p sont des constantes. Cela donne la valeur moyenne de i_p.

Cela posé l'énergie moyenne fournie au système est :

$$\Sigma[E_p i_p] = \Sigma E_p [i_p] = \Sigma R_p [i_p]^2.$$

La chaleur de Joule produite est

$$\Sigma[R_p i_p^2] = \Sigma R_p [i_p^2].$$

Mais nous avons vu que la valeur moyenne du carré d'une fonction périodique est toujours plus grande que le carré de sa valeur moyenne, on a donc :

$$[i_p^2] > [i_p]^2.$$

La chaleur de Joule est donc toujours plus grande que l'énergie fournie (laquelle est d'ailleurs toujours positive).

Un appareil du genre de celui que nous étudions (c'est-à-dire sans collecteur) *ne peut donc fonctionner comme moteur, si on ne lui fournit que du courant continu.*

Il pourrait au contraire fonctionner comme générateur ; c'est le cas d'un alternateur excité par un courant continu extérieur.

Si l'on n'avait pas $S = \frac{1}{2} \Sigma R i^2$, on n'aurait qu'à revenir aux variables normales en faisant le changement de variables indiqué plus haut.

Nous venons de voir que l'énergie fournie était toujours positive, ce qui montre que notre appareil ne peut non plus servir de générateur de courant continu.

Influence des aimants permanents.

Il est aisé de voir pourquoi les résultats précédents ne sont plus vrais quand il y a des aimants permanents.

Supposons que l'une des résistances R_p soit nulle, ainsi que la force électromotrice E_p correspondante. L'équation (1) se réduira alors à

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di_p} = 0 ; \qquad \frac{dT}{di_p} = \text{const.}$$

mais nous n'aurons plus aucune raison de conclure que la valeur moyenne de i_p est nulle, si l'appareil ne reçoit du dehors que du courant alternatif.

Or, c'est précisément ce qui arrive dans le cas d'un aimant permanent. Les circuits d'Ampère qui constituent cet aimant peuvent être regardés comme des circuits dépourvus de résistance et dans lesquels n'agit aucune force électromotrice.

Influence des condensateurs.

Qu'arrive-t-il maintenant si le système comporte des condensateurs ou des capacités notables ? Alors si nous désignons par U l'énergie électrostatique emmagasinée dans ces condensateurs et par j la charge de l'un d'eux, la fonction U sera un polynôme du 2[d] degré par rapport aux j. La dérivée $\frac{dj}{dt}$ représente alors le courant i. Nous devons donc distinguer deux sortes de circuits dans le système :

1° Ceux qui sont interrompus par des condensateurs ; le courant i_p qui y circule sera la dérivée

$$i_p = \frac{dj_p}{dt}$$

de la charge j_p du condensateur, et comme cette charge ne peut croître au delà de toute limite, il faut que la valeur moyenne de i_p soit nulle.

2° Les circuits fermés ; pour ceux-là il n'y a plus de raisons pour que la valeur moyenne de i_p soit nulle.

Quoi qu'il en soit, notre équation (1) va devenir :

$$\frac{d}{dt}\frac{dT}{di_0} + \frac{dU}{di_p} + \frac{dS}{di_p} = E_p. \tag{5}$$



Supposons que le système ne reçoive que du courant alternatif, c'est-à-dire que

$$[E_p] = 0.$$

Nous devons distinguer les équations (5) relatives aux circuits à condensateurs et les équations (5) relatives aux circuits fermés. Pour les premières, on a, comme on vient de le voir,

$$[i_p] = 0. \tag{6}$$

Pour les secondes on a $\frac{dU}{dj_p} = 0$; elles se ramènent donc à la forme (1) et on verrait comme plus haut que l'on doit avoir :

$$\left[\frac{dS}{di_p}\right] = 0. \tag{7}$$

Si les résistances sont invariables, les équations (7) sont des relations linéaires entre les $[i_p]$. Le nombre des équations (6) et (7) est égal à celui des circuits, nous avons donc autant d'équations linéaires entre les $[i_p]$ qu'il y a de $[i_p]$. On en conclut que toutes les valeurs moyennes $[i_p]$ sont nulles, ce qui permet de poser comme plus haut

$$i_p = \frac{dj_p}{dt}$$

même pour les circuits fermés.

Si nous ajoutons les équations (5) après les avoir multipliées par j_p il vient :

$$\Sigma j \frac{d}{dt}\frac{dT}{di} + \Sigma j \frac{dU}{dj} + \Sigma j \frac{dS}{di} = \Sigma E j \tag{8}$$

ou en prenant les valeurs moyennes :

$$-\Sigma\left[i\frac{dT}{di}\right] + \Sigma\left[j\frac{dU}{dj}\right] = \Sigma[Ej]$$

car on verrait comme plus haut que :

$$\Sigma\left[j\frac{d}{dt}\frac{dT}{di}\right] = -\Sigma\left[\frac{dj}{dt}\frac{dT}{di}\right] = -\Sigma\left[i\frac{dT}{di}\right]; \qquad \Sigma j\frac{dS}{di} = 0.$$

Il reste donc :

$$\Sigma[Ej] = 2[U - T].$$

Il peut donc y avoir concordance de phase entre la force électromotrice et le courant ; ou bien encore il peut y avoir auto-excitation, pourvu que l'énergie électrostatique des condensateurs et l'énergie électrodynamique aient même valeur moyenne.

Il est clair que cette compensation ne se trouve réalisée que pour une seule vitesse.

Résistances variables et collecteurs.

Tous les raisonnements précédents supposent explicitement que les résistances sont constantes. Cela n'a plus lieu dès qu'il y a un collecteur. L'un des circuits sera alors formé par exemple par un circuit extérieur fixe, les balais, deux lames déterminées l et l' du collecteur et les spires de l'induit comprises entre ces deux lames. La résistance de ce circuit est constamment variable et elle devient infinie dès que les lames l et l' cessent d'être en contact avec les balais. Les lames suivantes l_1 et l'_1 viennent alors en contact avec les balais ; mais



c'est alors un circuit entièrement différent qui entre en jeu ; il a pris la place du premier dans l'espace ; mais nous devons envisager chacun des circuits qui entrent ainsi successivement en jeu comme donnant naissance à une équation (1) distincte.

S'il y a par exemple $2n$ lames au collecteur et qu'on les désigne par l_0, l_1, l_2, ... si nous désignons par bb' le conducteur fixe compris entre les balais, et par $l_i l_{i+1}$ l'ensemble des spires de l'induit comprises entre les deux lames l_i et l_{i+1} ; si on convient de désigner arbitrairement une même lame par $l_p, l_{2n+p}, \dots l_{4n+p}, \dots l_{p-2n} \dots$; nous aurons à envisager séparément les $4n$ circuits :

$$b l_i l_{i+n}, \dots \dots l_{i+n} b' b \qquad (9)$$
$$b l_i l_{i-1}, \dots \dots l_{i-n} b' b \qquad (10)$$
$$(i = 1, 2, \dots \dots, 2n)$$

et à écrire pour chacun d'eux une équation (1). Les deux circuits (9) et (10) ne seront d'ailleurs parcourus par un courant que pendant le temps où les lames l_i et $l_{i+n} = l_{i-n}$ seront en contact avec les balais b et b'. Pendant le reste du temps, l'intensité correspondante sera nulle et la résistance infinie. *Nos équations restent donc applicables, mais à la condition d'y regarder les résistances comme variables.*

Passons au cas de la roue de Barlow. A l'instant t, le courant va du centre O de la roue au point A de la circonférence qui se trouve en contact avec le frotteur B, puis il revient du frotteur B au centre O de la roue par la partie fixe du circuit ; le circuit total que nous appellerons C se compose donc de deux parties :

rayon OA + conducteur fixe BO.

A l'époque t', la roue a tourné, le point A n'est plus en contact avec le frotteur B, qui touche maintenant un autre point A' de la circonférence. Le courant principal ne suit plus le circuit C, mais un nouveau circuit C' comprenant :

rayon OA' + conducteur fixe BO.

Ce nouveau circuit C' doit être regardé comme distinct du circuit C et on doit lui appliquer une nouvelle équation (1). Mais qu'est devenu à l'époque t' le circuit C lui-même ? Il comprend maintenant trois parties :

rayon OA + arc de circonférence AA' + conducteur fixe BO ;

car il doit rester formé des mêmes conducteurs matériels. Seulement sa résistance est devenue beaucoup plus grande.

Nous retrouvons donc le rôle des résistances variables, et nous pouvons dire que la roue de Barlow n'est autre chose qu'un collecteur à une infinité de lames.

Ce que nous venons de dire ne changera pas, si au lieu d'un frotteur fixe unique nous supposons un frotteur circulaire régnant tout le long de la roue de Barlow.

A l'instant t les points A_1, A_2, ... de la roue sont en contact avec les points B_1, B_2, ... du frotteur circulaire et les courants parcourent les circuits C_i comprenant

rayon OA_i + conducteur fixe B_iO

$(i = 1, 2, \dots\dots)$.

A l'instant t' ce sont les points A_2, A_3, ... de la roue qui sont en contact avec les points B_1, B_2, ... du frotteur, les courants parcourent les circuits C'_i comprenant

rayon OA_{i+1} + conducteur fixe B_iO.



Ils sont distincts des C_i puisqu'ils ne sont pas formés des mêmes conducteurs matériels ; et quant aux circuits C_i eux-mêmes, ils sont devenus :

$$\text{rayon } OA_i + \text{arc de circonférence } A_iA_{i+1} + \text{conducteur fixe } B_iO$$

et leur résistance a augmenté.

Je précise, pour achever de définir la condition pour qu'un circuit puisse être regardé comme conservant son individualité et pour qu'on puisse lui appliquer une équation (1) qui lui appartienne en propre. Le nouveau circuit C_i se composera des molécules matérielles qui formaient le circuit C_i primitif, c'est-à-dire du rayon OA_i et du conducteur fixe B_iO, plus les parties de la roue qui sont, depuis l'instant t jusqu'à l'instant t', venues successivement en contact avec le frotteur B_i et qui sont représentées par l'arc A_iA_{i+1}.

On voit, dans ce court exposé, la raison des différences essentielles entre les propriétés des appareils sans collecteur, et celles des appareils à collecteur dont la roue de Barlow n'est en un sens qu'un cas particulier.

Henri POINCARÉ.

L'ÉLECTROLYSE DES MÉLANGES *(suite)* (1).

Tensions critiques de décomposition du mélange d'électrolytes. — Considérons tous les groupements possibles d'ions (+) et (—), en prenant successivement les groupements d'ions de tension croissante, et en s'arrêtant dès que tous les ions auront figuré dans ces groupements successifs de tensions croissantes. A ces groupements d'ions correspondent des composés chimiques, résultats de la saturation électrique de ces ions, et en état d'équilibre chimique avec eux, et qui *existent* par conséquent réellement dans la solution, avec une certaine concentration déterminée, $\frac{N}{V}$.

L'électrolyte complexe peut donc être considéré comme le mélange de plusieurs électrolytes élémentaires qui ne sont pas forcément ceux qui ont servi à le constituer, mais qui sont ceux à réaction le moins exothermique, en combinant la base de l'un à l'acide d'un autre, par exemple. Car on obtient le même électrolyte en mélangeant des solutions équivalentes de KCl et de SO^4Na^2, par exemple, ou des solutions de NaCl et de SO^4K^2.

Ne compliquons pas encore le phénomène par le passage du courant, c'est-à-dire par le déplacement des ions têtes de files, et appelons $\left(\frac{m}{V}\right)$ la concentration commune des ions correspondant au groupement de tension la plus basse. Ainsi qu'on l'a vu précédemment (2), l'équilibre chimique entre les ions et l'électrolyte non ionisé conduit à la relation :

$$v = a - b \times \log \frac{\left(\frac{k \times m \times \nu}{V}\right)^{\nu}}{k \times \left[\frac{N}{V} - \frac{m}{V}\right]},$$

v étant la tension de décomposition de l'électrolyte ; ν le nombre d'ions provenant d'une molécule d'électrolyte ; a, b et k, des constantes.

(1) *L'Éclairage Électrique*, t. L, 16 février 1907, p. 234.
(2) *L'Éclairage Électrique*, t. XLVIII, 21 janvier 1906, p. 94.

On aura de même les valeurs v', v'', v''', ... correspondant aux groupements successifs d'ions de tension de décomposition croissante.

Il est entendu que ces valeurs seront un peu modifiées par le passage du courant, par suite du phénomène de déplacement des ions têtes de file, perturbant la concentration.

Appliquons une tension infiniment petite sur les électrodes, et faisons-la croître progressivement.

L'analyse du phénomène de l'électrolyse a montré la nécessité d'une tension appliquée aux électrodes, supérieure ou au moins égale à la tension de décomposition de l'électrolyte pour qu'il se manifeste une électrolyse nette. La tension appliquée aux électrodes et croissant progressivement atteint donc en premier lieu la valeur v de la tension de décomposition la plus basse du mélange d'électrolytes, et les produits de la décomposition de l'électrolyte qui correspond à cette tension apparaissent à ce moment nettement et seuls aux électrodes, avec leurs réactions secondaires habituelles, le cas échéant. La tension appliquée, continuant à croître, atteint la valeur v', tension de décomposition la plus basse d'un nouvel électrolyte, et à partir de ce moment se produit nettement aux électrodes la libération des produits correspondant aux deux électrolytes : on a franchement l'électrolyse d'un mélange. La tension appliquée atteint et dépasse une nouvelle valeur v'', un nouvel électrolyte entre en décomposition, et ainsi de suite.

Les valeurs v, v', v'', ... sont ce que l'on peut appeler les tensions critiques de décomposition du mélange d'électrolytes.

Ainsi l'électrolyse débute par l'électrolyte à tension de décomposition la plus basse. On peut encore s'en rendre compte autrement.

La loi d'attraction de Coulomb donne en effet :

$$f = \frac{k^2 \times q^2}{\varepsilon^2},$$

f étant la force d'attraction entre deux corpuscules chargés d'une même quantité d'électricité q, à la distance ε ; k^2 est une constante égale à l'inverse du pouvoir inducteur spécifique du diélectrique, et proportionnelle au carré de la vitesse de la lumière dans le diélectrique considéré. Cette force f est aussi la force d'attraction entre l'ion et l'électrode.

Or, k^2 est constant pour tous les ions du mélange, puisque c'est le même diélectrique au même moment ; q est une constante, c'est la charge constante d'un ion. Il suit de là que la force d'attraction f est inversement proportionnelle au carré de la distance des ions de l'électrode, et par conséquent que cette force d'attraction est d'autant plus forte que la distance de l'ion à l'électrode est plus faible, c'est-à-dire, par conséquent, que la concentration de la sorte d'ions est plus forte. Or, la tension de décomposition est d'autant plus basse que la concentration ionique est plus considérable, on le voit sur les formules, et il suffit de se rappeler que c'est l'auto-décharge même qui limite la tension des ions, et que la distance explosive est presque proportionnelle à la tension pour les faibles valeurs.

Or, d'autre part, on a vu que l'on avait (1) comme loi approchée :

$$v = \theta \times \rho^{\frac{2}{3}}.$$

Il en résulte que le courant suit en même temps le chemin le moins résistant, en passant d'abord par les ions de plus faible tension, qui constituent d'ailleurs la couche d'ions la plus voisine de l'électrode (ε le plus petit).

(1) *L'Eclairage Électrique*, t. XLVIII, 4 août 1906, p. 167.



En résumé, E étant la tension appliquée aux électrodes :

$E < v$ Pas d'électrolyse (il ne passe qu'un très faible courant, pratiquement nul, sur les ions n'ayant pas encore acquis leur tension normale de décomposition).

$E \begin{cases} \geqslant v \\ < v' \end{cases}$ Électrolyse normale d'un premier électrolyte, celui à tension de décomposition la plus faible.

$E \begin{cases} \geqslant v' \\ < v'' \end{cases}$ Électrolyse normale des deux premiers électrolytes à tensions les plus basses.

$E \begin{cases} \geqslant v'' \\ < v''' \end{cases}$ Électrolyse normale des trois premiers électrolytes à tensions les plus basses.

Et ainsi de suite.

Cette première partie de l'analyse du phénomène de l'électrolyse des mélanges constitue à proprement parler une étude théorique *qualitative*. Pénétrons maintenant plus avant dans le processus intime du phénonème dont nous avons démêlé la complexité, et abordons-en l'étude théorique *quantitative*, c'est-à-dire cherchons à déterminer la proportion intéressée de chaque électrolyte pendant l'électrolyse du mélange.

Pour cela, faisons appel au bon sens, et procédons comme précédemment du simple au complexe.

Considérons, par exemple, l'électrolyse entre électrodes de cuivre d'une solution de sulfate de cuivre, acidulée par de l'acide sulfurique.

Soit i le courant traversant l'électrolyte sur les ions $(\overset{+}{Cu})$, i' le courant passant par les ions $(\overset{+}{H})$. Écrivons la loi d'Ohm :

$$i = \frac{E - \varphi}{\rho \times \frac{l}{S}}; \qquad i' = \frac{E - \varphi'}{\rho' \times \frac{l}{S}},$$

E étant la tension appliquée aux bornes de la cuve électrolytique, c'est-à-dire aux électrodes;
φ et φ' étant, au début, les tensions de décomposition v et v' du sulfate de cuivre et de l'acide sulfurique dans cet électrolyte, et étant devenus les forces électromotrices correspondant à l'électrolyse du sulfate de cuivre et de l'acide sulfurique au moment considéré dans l'électrolyte, par suite de la décomposition de l'électrolyte et de la libération de produits nouveaux aux électrodes, dont la réaction régénérerait l'électrolyte ; les molécules neutres libérées aux électrodes, et constituant le résultat de l'électrolyse, se dissolvant, au moins partiellement, dans l'électrolyte, s'y ionisant alors, et y exerçant ainsi une certaine pression osmotique plus considérable que celle initiale, due seulement à l'ionisation spontanée de l'électrolyte ;
ρ et ρ' étant les résistivités particulières au sulfate de cuivre et à l'acide sulfurique dans l'électrolyte considéré, et dont on a vu dans une étude précédente la relation avec la concentration ionique ;
l étant l'écartement des électrodes ;
S étant la section d'électrolyte, offerte au passage du courant entre les électrodes.

On voit très bien comment la section S intervient dans la loi d'Ohm : le nombre de files d'ions dans le faisceau de files d'ions s'épanouissant entre les électrodes est proportionnel à cette section. La loi d'Ohm écrit, en définitive, la résistance électrique d'un *arc multiple* composé d'un certain nombre (proportionnel à cette section S) de files d'ions toutes semblables.



Ici, dans le cas particulier choisi de l'électrolyse du sulfate de cuivre entre électrodes de cuivre, la tension de décomposition du sulfate de cuivre est nulle, c'est-à-dire : $v = o$, et en supposant que l'on maintienne constante la concentration, on a également : $\varphi = o$. De plus, φ, φ', ρ, ρ' sont alors des constantes, ainsi que l et S dans une expérience donnée.

Alors :

1° Pour $E < v' \ggg \varphi'$, il ne passera pratiquement rien par les ions $(\overset{+}{H})$ de l'acide sulfurique, et le courant passera uniquement sur les ions $(\overset{+}{Cu})$ du sulfate de cuivre, et l'on aura :

$$I = i = \frac{E - \varphi}{\rho \times \frac{l}{S}} = \frac{E}{\rho \times \frac{l}{S}}.$$

2° Pour $E > v' \ggg \varphi'$, le courant passera à la fois par les ions $(\overset{+}{H})$ et par les ions $(\overset{+}{Cu})$ et, on constatera à la cathode un dégagement d'hydrogène en même temps que le dépôt de cuivre.

On aura, à ce moment :

$$i = \frac{E - \varphi}{\rho \times \frac{l}{S}} = \frac{E}{\rho \times \frac{l}{S}},$$

$$i' = \frac{E - \varphi'}{\rho' \times \frac{l}{S}},$$

et :

$$I = i + i'.$$

Par conséquent, en maintenant l, S, φ, φ', ρ et ρ' constants, et en opérant pour cela sur un grand volume d'électrolyte, dont la concentration est maintenue constante par agitation, et en rendant l et S fixes par construction, on arrive à la conclusion suivante, déduite des formules ci-dessus :

Pendant toute la durée de l'électrolyse, le dépôt de cuivre est proportionnel à la tension appliquée E et à la durée d'application ;

Pendant toute la durée de l'électrolyse, à partir d'une tension appliquée suffisante ($E > \varphi'$), le dégagement gazeux d'hydrogène est proportionnel à ($E - \varphi'$) et à la durée d'application ;

Pendant toute la durée de l'électrolyse, le nombre d'équivalents cuivre dissous à l'anode et entrant en solution est égal à la somme des nombres d'équivalents cuivre ou hydrogène libérés à la cathode.

Mais, ainsi qu'on l'a vu précédemment, à différentes reprises, la densité de courant ne peut pas croître indéfiniment, et le phénomène de la polarisation se produirait alors pour un certain groupement d'ions pour une densité critique de courant déterminée.

En somme, on voit qu'à partir d'une certaine tension appliquée aux électrodes, la résistivité apparente de l'électrolyte varie brusquement en même temps que tout un groupe de nouvelles files d'ions peut entrer en vibration électrolytique. Tout se passe donc comme si les deux électrolytes mélangés étaient séparés et offerts au passage du courant dans deux vases différents, entre même nature d'électrodes de mêmes dimensions et au même écartement. Cela n'est vrai qu'au point de vue qualitatif, et non quantitatif, parce que l'ionisation

spéciale des deux électrolytes séparés n'est pas la même que celle des deux électrolytes mélangés, et ainsi v et v', ρ et ρ', relatifs au mélange d'électrolytes, ne conservent pas les mêmes valeurs que pour ces électrolytes à la même concentration, mais séparés. C'est là l'influence du mélange sur l'ionisation réciproque, influence régie par les lois de l'équilibre chimique.

A propos de la résistivité apparente de l'électrolyte mélange, il n'est pas sans intérêt d'examiner ici une sorte de *Paradoxe de l'électrolyse* : lorsqu'à une solution moyennement concentrée d'acide sulfurique, par exemple, on ajoute un sulfate métallique, la résistivité de l'électrolyte diminue, alors que si la solution acide est assez étendue, l'addition d'un sulfate métallique augmente cette conductibilité.

En effet, si la solution acide est assez étendue, à cause de l'ionisation toujours importante dans ces conditions, en ajoutant le sulfate métallique, on ajoute de nouvelles files d'ions qui pourront entrer en vibration électrolytique : la résistivité de l'électrolyte diminue. Au contraire, si la concentration de la solution acide est déjà un peu plus importante, l'addition d'un sulfate métallique n'augmente que très peu le nombre des ions (ce qui diminue légèrement la résistivité), mais cette addition a eu surtout pour résultat de remplacer un certain nombre d'ions $\left(\overset{+}{\mathrm{H}}\right)$ de l'acide pur par des ions $\left(\overset{+}{\text{Métal}}\right)$ du sel ajouté. Or, on a vu précédemment comment la masse de l'ion intervenait dans la résistivité électrolytique :

$$\rho = \frac{\text{Période de vibration des ions sur électrons}}{\text{Pouvoir inducteur spécifique du diélectrique}} = \frac{T}{K} = k^2 \times T = 2 \times \frac{k}{q} \times \sqrt{M} \times \varepsilon^{\frac{3}{2}}.$$

Il résulte de là que l'addition du sel métallique a remplacé pour un certain nombre de files d'ions la masse 1 de l'hydrogène par la masse M du métal de la solution saline ajoutée, toujours plus grande que celle de l'hydrogène. La résistivité totale apparente de l'électrolyte-mélange a donc augmenté de ce fait.

Il existe donc une concentration d'acide pour laquelle l'addition du sel métallique n'augmente ni ne diminue la résistivité apparente, l'accroissement du nombre de files d'ions s'offrant simultanément au passage du courant se compensant par le fait qu'un certain nombre de ces files d'ions ont le métal de masse M comme ion tête de file et intermédiaires au lieu de l'hydrogène, de masse 1 ; et cette concentration d'acide spéciale sera variable avec la nature du métal ajouté, mais d'autant plus grande déjà que la masse du métal dans le sel ajouté sera plus faible, la substitution de l'ion métal à l'ion H étant alors d'autant moins sensible.

Il est clair que le raisonnement précédent est très général et s'applique à tous les mélanges d'électrolytes d'anions et de cathions quelconques. Nous avons choisi le type d'un acide pur à cause de la faible masse relative de l'ion H, le phénomène étant alors d'autant plus sensible.

Les déterminations expérimentales de M. Hollard (1) sur les mélanges d'acide sulfurique et de sulfates métalliques, confirment les conclusions précédentes, sans qu'il soit nécessaire de recourir avec leur auteur à l'hypothèse d'un ion complexe (SO^4H). On voit de plus ici pourquoi la concentration en acide pur pour laquelle l'addition du sulfate métallique ne produit aucun effet sur la résistivité est voisine de 8 °/₀ avec le sulfate d'ammonium ($AzH^4 = 18$), et s'abaisse vers 3 °/₀ avec les sulfates de sodium et de magnésium (Na = 23 ; Mg = 24,4), et jusque vers 1 °/₀ avec les sulfates de cuivre et de zinc (Cu = 63,6 : Zn = 65,4).

(1) *Bulletin de la Société française de Physique*, 1906, 2e fascicule, p. 128 à p. 141.



Il est bon d'ailleurs de se rappeler que l'ionisation de ces divers sels est variable avec leur caractère thermique, et que l'ionisation de l'acide pur étendu est modifiée en conséquence assez différemment par l'addition de ces divers sels : il faut donc se contenter d'une indication générale sur la marche de ce phénomène, et les chiffres précédents groupant les métaux de poids atomiques très voisins sont suffisamment nets à ce sujet, mais il ne faudrait pas songer à y vérifier la relation avec la racine carrée de la masse de l'ion, la résistivité apparente mesurée étant en définitive le résultat de plusieurs facteurs variables.

La conclusion à laquelle nous sommes arrivés précédemment serait vérifiable par l'expérience. Elle a, cependant, l'inconvénient d'exiger une certaine durée d'application du courant, en se préoccupant du maintien de quantités constantes. Aussi allons-nous la transformer et la rendre plus sensible aux yeux.

En mettant en évidence la densité de courant, on a :

E variant de o à φ' : $$\frac{I}{S} = \frac{i}{S} = \frac{E - \varphi}{\rho \times l} = \frac{E}{\rho \times l} = E \times \operatorname{tg} \alpha,$$

$E > \varphi'$: $$\frac{I}{S} = \frac{i}{S} + \frac{i'}{S} = \frac{E}{\rho \times l} + \frac{E - \varphi'}{\rho' \times l} = E \times \operatorname{tg} \alpha + (E - \varphi') \times \operatorname{tg} \beta,$$

en posant :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{\rho \times l} \qquad \text{et} \qquad \operatorname{tg} \beta = \frac{1}{\rho' \times l}.$$

La concentration étant supposée maintenue constante, ρ et ρ' sont des constantes, et par suite tg α et tg β également. De telle sorte que le phénomène est interprété par le graphique

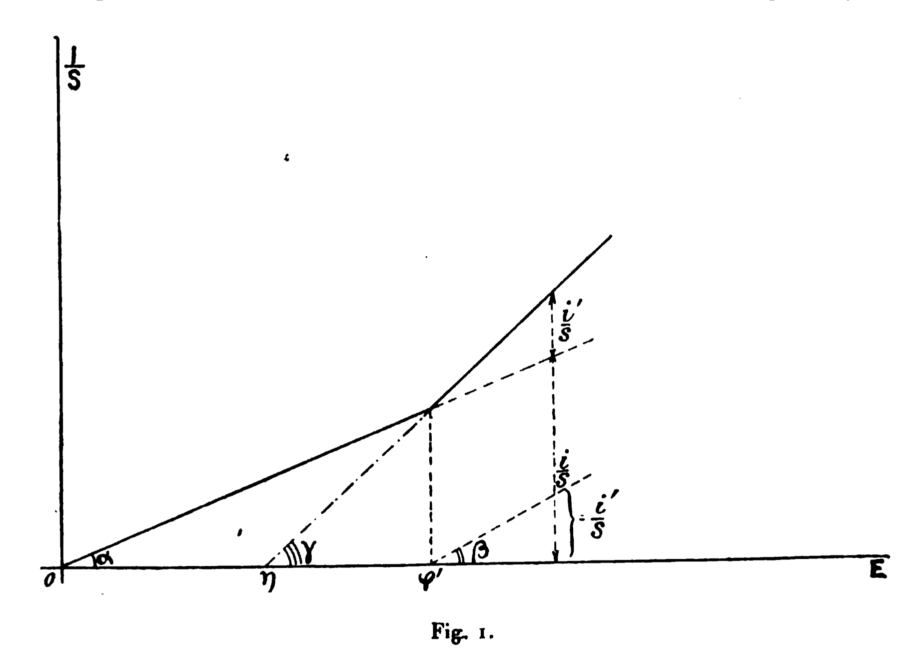


Fig. 1.

de la figure 1 en portant en ordonnées les densités de courant, en abscisses les tensions, et la résistivité apparente de l'électrolyte-mélange se déduit graphiquement d'une manière très simple :

$$\frac{I}{S} = (E - \eta) \times \operatorname{tg} \gamma, \qquad \text{avec} \qquad \operatorname{tg} \gamma = \frac{1}{\mathfrak{R} \times l}.$$



Il suffit donc de faire des mesures instantanées de l'intensité totale I pour une tension appliquée E, et de rapporter cette intensité I à la surface de l'électrode S que l'on fera varier dans l'expérience. On doit trouver des variations linéaires de $\frac{I}{S}$ en fonction de E, de part et d'autre de φ'. C'est ce que met en évidence une étude expérimentale que nous passerons tout à l'heure en revue.

Remarquons pour le moment que connaissant l, écartement des électrodes, et ρ et ρ' d'une façon approchée d'après la concentration, on connaît par suite d'une manière pratiquement suffisante tg α et tg β, et par suite les angles α et β. D'autre part, on peut calculer approximativement φ, φ', φ'', des différents électrolytes mélangés. Il en résulte que l'on peut tracer *à priori* la ligne brisée représentant $\frac{I}{S}$ en fonction de la tension appliquée E, et connaître ainsi d'avance les proportions des électrolytes électrolysés dans le mélange, d'après $\frac{i}{S}$ et $\frac{i'}{S}$. L'importance de ce fait est considérable dans l'Électrochimie appliquée, où l'on a toujours affaire à un mélange, ne serait-ce que les ions de l'eau, et très souvent les impuretés du bain et des électrodes dans les raffinages électrolytiques.

Nous reviendrons plus loin sur le rôle de l'écartement des électrodes, qui fait croître E avec la densité de courant, de telle sorte que la densité de courant ne suffit pas à caractériser le traitement électrochimique, à cause de la tension critique φ' plus ou moins rapidement atteinte ou même dépassée suivant l'écartement des électrodes.

Nous verrons aussi à ce moment l'influence des concentrations relatives, qui agissent à la fois sur le phénomène par les valeurs plus ou moins élevées des tensions critiques φ, φ', et des résistivités ρ, ρ'.

L'expérience montrera enfin la production de force contre-électromotrice entre les électrodes dont il y aura lieu de tenir compte en traçant *à priori* cette ligne brisée représentative de la densité de courant $\frac{I}{S}$ en fonction de la tension E appliquée aux électrodes.

La connaissance de ces faits est essentielle pour le raffinage électrochimique des métaux.

(*A suivre*). Georges Rosset.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Observations spectroscopiques sur les rayons-canal dans les gaz composés. — **S. Kinoshita.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 janvier 1907.

Les rayons-canal engendrés dans des gaz élémentaires provoquent simultanément l'émission d'un spectre de bandes et d'un spectre de raies. Comme l'indique l'effet de Doppler, observé par Stark sur les rayons-canal, les supports du spectre de raies des gaz élémentaires sont les particules des rayons-canal elles-mêmes. L'effet de Doppler a été étudié jusqu'à présent dans le gaz élémentaire suivant : hydrogène, azote, vapeur de mercure, sodium et potassium.

L'auteur s'est proposé d'étudier, au point de vue de l'effet de Doppler, les spectres obtenus dans plusieurs composés chimiques gazeux, tels que l'acétylène, le gaz d'éclairage, l'oxyde d'azote et l'acide carbonique.

Les rayons-canal étaient produits dans des tubes de verre cylindriques de $4^{cm},5$ à 6 centimètres de diamètre. Les deux électrodes en alu-

minium étaient distantes de 16 à 18 centimètres environ ; la cathode était munie d'un grand nombre de trous de $0^{mm},75$ de diamètre. Les tubes étaient généralement vidés au moyen d'une pompe à huile. La source de courant était constituée par quatre batteries à haute tension produisant 2 700, 1 800, 1 700 et 1 600 volts : en outre, on disposait d'une génératrice à 3 000 volts. Ces cinq sources de courant pouvaient être reliées en série quand on avait besoin d'une tension élevée. La mesure de la chute cathodique était faite avec un électromètre de Braun ; les mesures de l'intensité de courant étaient faites avec un ampèremètre Desprez. Avant leur emploi, on faisait passer dans les tubes un courant d'hydrogène de façon à chasser le plus possible tous les gaz étrangers. Le gaz composé étant rapidement dissocié par les rayons-canal, on laissait passer, par une tubulure latérale placée derrière la cathode, un courant de gaz nouvellement préparé, pendant que, de l'autre côté du tube, en avant de l'anode, la pompe effectuait une aspiration. En laissant pénétrer du gaz ou en pompant, on maintenait constante la chute cathodique, dans la mesure du possible. Avant son entrée dans le tube, le gaz était soigneusement séché. La plupart des spectrogrammes relevés photographiquement étaient obtenus au moyen d'un spectographe à prisme ; ces spectrogrammes étaient mesurés au moyen d'un comparateur.

Les premières observations de l'auteur furent faites avec de l'acétylène préparé au moyen de carbure de calcium et d'eau. La chute cathodique avait pour valeur, dans un cas, 2 000 volts ; l'intensité de courant était de 1 à 3 milliampères ; la durée d'opération était de 2 à 3 heures. Quand on faisait passer dans le gaz raréfié le courant électrique, du carbone se déposait sur les parois du tube, particulièrement dans l'espace où se produisent les rayons-canal, de telle sorte que, normalement à la direction des rayons, on ne pouvait obtenir que d'assez mauvaises épreuves photographiques. Par contre, les observations spectroscopiques dans la direction des rayons-canal pouvaient être obtenues avec une assez bonne netteté, quand on disposait le tube du collimateur de telle façon que les rayons-canal fussent dirigés sur la fente. Celle-ci se trouvait directement devant la surface de la paroi en verre sur laquelle tombaient les rayons-canal. Ce point ne se recouvrait pas d'un dépôt de charbon, car, comme l'on sait, les rayons-canal pulvérisent les corps sur lesquels ils tombent. Par suite de la diminution spontanée de la pression du gaz, il fallait laisser rentrer de temps en temps du nouveau gaz, afin de maintenir la pression constante. Le dépôt de charbon provenait évidemment d'une décomposition de l'acétylène, produite par l'action des rayons-canal d'après la réaction

$$nC_2H_2 \twoheadrightarrow pC + qH_2 + rC_xH_y,$$

les coefficients présentant entre eux l'inégalité :

$$q + r < n.$$

Dans les spectrogrammes obtenus normalement, on pouvait voir les bandes de l'azote, dont les bords correspondent aux longueurs d'onde 3576,85, 3755,15 et 3804,85 ; les bandes du cyanogène l, ζ et θ, et les bandes du carbone f et ε : ces bandes provenaient évidemment de quelques impuretés du gaz. La série principale des raies de l'hydrogène H_β, H_γ, ..., H_η et la raie du carbone 4267,5 sont marquées d'une façon très intense sur les spectrogrammes. Dans les spectrogrammes obtenus parallèlement, ces raies et ces bandes apparaissent également. Sur ces dernières, on ne constate pas l'effet de Doppler. Par contre, les raies de l'hydrogène H_β, H_γ,... et les raies du carbone présentent cet effet. On doit en conclure, d'après Stark, que les particules des rayons-canal dans l'acétylène sont en partie des ions hydrogène monovalents, en partie des supports de la raie du carbone 4 267,5.

L'effet de Doppler pour la raie du carbone 4 267,5 a le même aspect que pour les gaz élémentaires étudiés : on peut distinguer une raie immobile et une raie mobile, entre lesquelles il existe un minimum d'intensité. Le déplacement maximum $\Delta\lambda$ avait pour valeur, dans le cas étudié, 2,03 A ; la longueur du minimum d'intensité avait pour valeur 1,92 A. Si l'on suppose que le support de la raie 4 267,5 est un ion carbone monovalent positif, sa charge spécifique ε/μ et sa vitesse maxima v, calculées d'après la chute cathodique V et d'après la vitesse de la lumière c ont les valeurs suivantes :

$v = c(\Delta\lambda/\lambda) = 1,43 \,.\, 10^7$ cm. par sec.

$\varepsilon/\mu = v^2/2V = 5,1 \,.\, 10^2$ unités électromagnétiques.

Si, d'autre part, l'on admet que le support de la raie a la masse d'un atome de carbone, et que c'est un ion monovalent, sa charge spécifique, calculée d'après la valeur de l'équivalent électro-

chimique de l'hydrogène, a pour valeur $7,9.10^2$ unités électromagnétiques ; comme vitesse maxima, on trouve pour cette valeur de ε/μ, d'après la chute cathodique observée, la valeur :

$$v = 1,78 . 10^7 \text{ cm. par sec.}$$

Les valeurs trouvées expérimentalement d'après l'effet de Doppler sont plus petites que les valeurs calculées auxquelles on peut s'attendre pour un atomion monovalent de carbone. Il en est de même pour les rayons-canal dans l'hydrogène. Cette différence provient vraisemblablement de ce que les ions ne parcourent pas toute la chute cathodique, et qu'ils perdent derrière la cathode de l'énergie cinétique, par suite de chocs et de radiation. Pour cette raison, on peut admettre que le support de la raie 4 267,5 est vraisemblablement un ion-carbone positif.

L'importance du minimum d'intensité compris entre la raie fixe et la raie mobile a été signalée par Stark. D'après cet auteur, sa production est due à ce que l'intensité de radiation des particules mobiles est fonction de la vitesse et qu'elle ne devient suffisamment grande pour être décalable par la photographie que quand la vitesse a atteint une certaine valeur. De la longueur du minimum d'intensité $\Delta\lambda = 1,9^2$ A pour la raie 4 267,5, on trouve comme valeur de la vitesse pour laquelle l'impression photographique est suffisante, le chiffre $1,35.10^7$ centimètres par seconde.

Si l'on introduit pour le support de la raie $\varepsilon/\mu = 4,9.10^3$, on voit que cette vitesse est atteinte pour un ion-carbone quand celui-ci parcourt librement une chute cathodique de 1 210 volts et quand le travail électrique est transformé exclusivement en énergie cinétique de l'ion-carbone. Si l'on veut observer l'effet de Doppler sur la raie du carbone 4 267,5, on doit employer une chute cathodique sensiblement à 1 210 volts.

L'auteur a fait ensuite des expériences avec du gaz d'éclairage, emprunté à la canalisation générale. Sous l'effet du courant électrique, la pression du gaz d'éclairage diminuait comme pour l'acétylène, mais moins vite. La couleur d'ensemble des rayons-canal était grise. La chute cathodique avait pour valeur 4 000 volts ; l'intensité du courant était de 10 à 15 milliampères ; la durée d'exposition était comprise entre 5 et 8 heures. Les raies de l'hydrogène $H_\beta \ldots H_\zeta$, la raie du carbone 4 267,5 et la raie de l'azote 3 995,3 sont très intenses sur les épreuves photographiques et présentent toutes l'effet de Doppler. On peut voir faiblement les bandes de l'azote, dont les bords correspondent aux longueurs d'ondes de 3 536,5, 3 576,85, 3 710,15, 3 755,45 et 3 804,85, et les bandes du cyanogène l, ζ et θ. En outre, on aperçoit une bande inconnue dont le bord correspond à la longueur d'ondes 4 312,7 et s'étend vers le violet. D'autres bandes visibles, correspondant aux longueurs d'ondes 3 663,0, 3 780,3, 3 797,3, 4 018,2, 4 034,1 et 4 846,5 s'étendent vers le rouge. Aucune bande ne présente l'effet de Doppler.

Les expériences faites sur l'acide carbonique ordinaire ont donné les résultats suivants, calculés d'après les déplacements maxima qui, pour la raie 4 267,5, avaient pour valeur : 2,89 A pour 4 000 volts ; 4,35 A pour 7 000 volts ; 4,87 A pour 9 000 volts :

Pour 4000 volts $v = 2,03 . 10^7$ cm. par sec.
$\varepsilon/\mu = 5,2 . 10^2$

Pour 7000 — $v = 3,06 . 10^7$ cm. par sec.
$\varepsilon/\mu = 6,7 . 10^2$

Pour 9000 — $v = 3,42 . 10^7$ cm. par sec.
$\varepsilon/\mu = 6,5 . 10^2$.

Les valeurs trouvées sont plus voisines de la valeur $7,9.10^2$ calculée pour ε/μ que les valeurs trouvées pour l'acétylène.

Les résultats qui précèdent peuvent être résumés de la façon suivante :

Les rayons-canal dissocient chimiquement les gaz composés.

Ils provoquent l'apparition des spectres de raies des corps composants élémentaires, et les spectres de bandes de composés, tels que le cyanogène.

Les spectres de raies présentent l'effet de Doppler. Les particules des rayons-canal sont donc, dans les composés chimiques gazeux, des atomions positifs. En particulier, il se produit des ions-carbone positifs dans les gaz qui contiennent du carbone : le support de la raie du carbone 4 267,5 est vraisemblement un ion-carbone monovalent positif.

Les spectres de bandes dont les rayons-canal provoquent l'émission dans les gaz composés ne présentent pas d'effet de Doppler. On doit en conclure qu'une molécule chimiquement compo-

sée ne peut pas prendre la grande vitesse de translation d'une particule de rayon-canal sans être décomposée en ses atomes constitutifs.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Théorie et construction de machines à pôles de commutation.* — F. Pelikan.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 10 janvier 1907.

Pour faire une étude sur les pôles de commutation, l'auteur a pris une machine ordinaire et l'a munie de pôles supplémentaires. L'induit de cette machine a 175 millimètres de diamètre, quatre pôles, une longueur active de fer de 105 millimètres et une puissance de 3,75 kilowatts à 1 500 tours par minute sans pôles auxiliaires. Le facteur $\alpha_i = b_i/\tau$ avait pour valeur 0,78, en appelant b_i la longueur d'arc idéale et τ le pas polaire : la valeur de ce rapport fut abaissée à 0,69, l'arc polaire ayant été diminué de 122 millimètres à 90 millimètres. Dans l'espace, libre entre les pôles, on a disposé des pôles de commutation, munis d'un enroulement shunt pour permettre le réglage du courant d'excitation. La longueur de ces pôles dans le sens périphérique a pour valeur le double environ de la longueur des balais projetée sur la périphérie de l'induit : la longueur axiale est égale à la longueur axiale de l'induit.

La machine présenta, après cette transformation, une capacité de surcharge remarquable : pour une puissance débitée de 5,5 kilowatts, l'échauffement était encore admissible et on voyait nettement la différence produite par la présence de pôles auxiliaires sur la commutation, car, avec une surface de contact de 1 centimètre aux balais et un courant induit de 60 ampères, on obtenait une commutation absolument parfaite avec des balais en charbon-cuivre. Pour déterminer l'allure des lignes de force, on traça une série de courbes de champ qui conduisirent aux résultats suivants. L'intensité de champ résultante est due à la superposition de quatre champs ; le champ principal, le champ de commutation, le champ de l'induit, et le champ des bobines court-circuitées. La dernière influence, en particulier, ne doit pas être négligée. On a trouvé que la forme des lignes de force est fortement modifiée quand les balais sont soulevés. La figure 1 représente la forme de courbe du champ résultant et de ses flux.

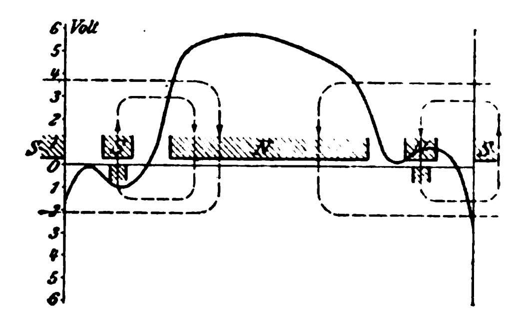


Fig. 1.

La saturation du système inducteur principal est visible sur la caractéristique à vide de la machine. La courbe de saturation des pôles auxiliaires peut être obtenue facilement en décalant les balais d'un demi-pas polaire. En charge, le flux des pôles auxiliaires et, par suite, la saturation du fer, diminuent, comme on le verra plus loin.

L'auteur a relevé la courbe du champ extérieur, ainsi que la courbe de différence de potentiel aux balais pour 10, 20, 30, 40 et 50 ampères. Pour calculer la première des courbes, on peut partir de l'équation

$$e = B_l N_1 l_i v \, 18^{-8} \text{ volts}$$

en appelant e les ordonnées de la courbe de champ en volts ; B_l l'induction dans l'arc ; N_1 le nombre de conducteurs induits compris entre deux lames de collecteur, l_i la longueur active du fer induit ; v la vitesse périphérique en centimètres par seconde. Dans l'exemple dont il s'agit, on avait :

$$B_l = 1\,185 e \text{ lignes de force par cm}^2.$$

En ce qui concerne le calcul, on procède de la façon suivante :

Les ampère-tours placés sur les pôles de commutation doivent en premier lieu équilibrer les contre-ampère-tours de l'induit, et, en second lieu, produire un flux capable de compenser le flux induit par les bobines court-circuitées. Comme l'on voit, le champ de l'induit ne peut être compensé complètement qu'au moyen d'un enroulement réparti de façon que, à chaque conducteur induit, il corresponde sur le rotor un conducteur parcouru par le même courant. En employant des pôles de commutation, on obtient une compensation imparfaite, qui n'a lieu que

dans la zone neutre. Pratiquement, cette compensation est suffisante, et elle est beaucoup plus économique que la compensation complète.

Les ampère-tours de l'induit ont pour valeur :

$$AW_a = \frac{\pi DAC}{2p} = \frac{NI_a}{4ap}, \qquad (1)$$

en désignant par AC le volume de courant de l'induit ; par p le nombre de paires de pôles, par N le nombre total de conducteurs sur l'induit, par J_a le courant induit, par a le demi-nombre de branches de l'induit.

Le champ auxiliaire nécessaire pour compenser le champ de court-circuit a pour valeur :

$$B_z = B_N \pm B_o,$$

B_o désignant le champ principal dans la zone de commutation, et B_N le champ des bobines court-circuitées : le signe — ou + doit être pris devant B_o suivant que les balais sont situés dans un champ principal positif ou négatif. Si les balais sont situés dans la zone neutre, on a $B_o = o$ et $B_Z = C_N$, égal au champ induit par les bobines court-circuitées. Celui-ci a pour valeur :

$$B_N = 2AC\lambda_N \frac{t_1}{t_1 + b_D - \beta_D (a/p)}. \qquad (2)$$

Le facteur λ_N désigne la perméabilité magnétique du champ sous les pôles auxiliaires, provenant des courants de court-circuit.

$$\lambda_N = \left(1{,}25\frac{r}{3r_1} + \frac{2r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_5}{r_1}\right) + 0{,}72\frac{t_1 - r_1}{\delta_w} + 0{,}8\frac{l_s}{l},$$

en appelant b_D et b_p la longueur des balais ou des lames projetés sur la périphérie de l'induit, t_1 le pas des dents à la périphérie de l'induit. Le flux du pôle de commutation a pour valeur :

$$\Phi_w = B_z b_{w\,id} l_{w\,id},$$

$b_{w\,id}$ désignant la longueur idéale du pôle de commutation et $l_{w\,id}$ la longueur idéale du pôle de commutation. On peut calculer les ampère-tours du circuit magnétique h (fig. 1).

Les ampère-tours pour les deux entrefers ont pour valeur :

$$AW_e = 0{,}8B_z(\delta_w + \delta_h)k_1 \qquad (3)$$

δ_w étant l'entrefer sous les pôles de commutation et δ_h l'entrefer sous les pôles principaux. Le calcul des ampère-tours pour le fer de l'induit et pour la culasse est fait de la façon suivante :

A l'intérieur d'un pas polaire, le flux dans l'induit et dans la culasse n'est pas constant. Si l'on désigne par Φ_1 le flux dans l'induit entre un pôle principal et le pôle auxiliaire voisin, Φ_2 le flux dans l'induit entre celui-ci et le pôle principal suivant dans le même sens, on a :

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_b}{2} - \frac{\Phi_w}{2}$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_b}{2} + \frac{\Phi_w}{2}$$

$$B_1 = \frac{\Phi_1}{2F}; \qquad B_2 = \frac{\Phi_2}{2F}$$

en appelant Φ_b le flux calculé dans l'induit en charge, F la section du fer de l'induit. De la courbe d'aimantation, on déduit les ampère-tours aw_1 et aw_2 correspondants (par centimètre de longueur de fer induit). Les ampère-tours pour le fer induit ont donc pour valeur :

$$AW'_a = \frac{aw_1 + aw_2}{2} L_a, \qquad (4)$$

L_a étant la longueur moyenne du trajet dans le fer de l'induit pour une paire de pôles.

Pour la culasse, on a d'une façon correspondante :

$$\frac{\Phi_{j_1}}{2} = \frac{\Phi'_b}{2} - \frac{\Phi_w}{2},$$

$$\frac{\Phi_{j_2}}{2} = \frac{\Phi'_b}{2} + \frac{\Phi_w}{2},$$

où l'on a la relation :

$$\Phi'_b = (1 + \sigma)\Phi_b;$$

σ désigne le coefficient de dispersion du pôle principal. On a :

$$B_{j_1} = \frac{\Phi'_b}{2F_j};$$

$$B_{j_2} = \frac{\Phi'_b}{2F_j},$$

en appelant F_j la section moyenne du fer de la culasse. Les ampère-tours pour la culasse ont pour valeur :

$$AW_j = \frac{aw_{j_1} + aw_{j_2}}{2} L_j \qquad (5)$$

en appelant L_j la longueur moyenne du trajet dans le fer de la culasse, aw_{j_1} les ampère-tours par centimètre de trajet dans le fer de la culasse correspondant à B_{j_1}, aw_{j_2} les ampère-tours par centimètre de trajet dans le fer de la culasse cor-

respondant à B_{j_2}. En outre, l'induction dans le pôle auxiliaire a pour valeur :

$$B_{mw} = \frac{\sigma_m \Phi_w}{l_w b_w}, \qquad (6)$$

σ_w étant le coefficient de dispersion du pôle auxiliaire. Dans le pôle principal, on a :

$$B_{mh} = \frac{\sigma \Phi_b}{lb}. \qquad (7)$$

On obtient ainsi les ampère-tours nécessaires pour surmonter le champ de court-circuit :

$$AW_N = p(AW_e + AW'_a + AW_{mw} + AW_{mh} + AW_j + AW_z). \qquad (8)$$

$AW_a + AW_N$ représente alors le nombre d'ampère-tours totaux à placer sur le pôle auxiliaire. Dans la machine dont il s'agit, ceux-ci avaient pour valeur :

$$AW_a + AW_N = 1{,}3AW\text{-induit}.$$

Il est nécessaire d'étendre les pôles auxiliaires dans la direction de l'axe si l'on veut, dans certaines circonstances, employer un enroulement compound. Si l'on décale les balais, il se produit un certain compoundage et, en outre, une diminution des ampère-tours totaux à employer.

Si l'on diminue de l_w à l'_w la longueur axiale des pôles auxiliaires, il faut augmenter de (l_w/l'_w) l'induction dans l'air sous les pôles auxiliaires, si l'on veut obtenir le même flux. Mais d'autre part, on n'a besoin que d'un flux plus faible que précédemment, car, d'après l'équation (2), la perméabilité λ_N et B_N sont diminués. Le flux Φ_w est donc diminué en réalité, et la force magnétomotrice nécessaire pour le produire est plus faible. Tant que l'induction dans les pôles auxiliaires conserve une valeur admissible, il peut être avantageux de diminuer la longueur axiale des pôles auxiliaires.

En terminant, l'auteur indique l'influence d'une diminution du nombre de lames de collecteur. La tension de commutation des bobines court-circuitées entre les pointes des balais a pour valeur :

$$E_r = S_k (N/k)\, l v B_z 10^{-6} \text{ volts} \qquad (9)$$

où S_k désigne le nombre de bobines court-circuitées entre les cornes des balais, N le nombre de conducteurs, K le nombre de lames de collecteur, l la longueur réelle du fer, v la vitesse périphérique en mètres par seconde.

En diminuant le nombre des lames de collecteur, on augmente l'induction B_Z et le flux Φ_w, ce qui entraîne une augmentation du nombre d'ampère-tours à placer sur le pôle de commutation (de AW_N à AW'_N). L'augmentation proportionnelle (en °/₀) des ampère-tours totaux des pôles de commutation $AW_a + AW'_N$ est relativement plus faible, de sorte que, quand aucune raison ne s'y oppose, on peut aller relativement loin dans cette voie.

B. L.

***Calcul de la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés.* — H. Görges.**
— *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 janvier 1907.

L'auteur calcule la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés en s'appuyant sur le diagramme vectoriel de l'intensité de champ. Pour cela, il faut faire d'abord abstraction du calcul de la force électromotrice de rotation et déterminer comment varie le flux d'induction qui traverse chaque bobine individuelle. Les tours qui appartiennent à un circuit étant traversés par des flux d'induction d'inégale valeur, il est nécessaire de déterminer individuellement ceux-ci et de les additionner. On obtient ainsi une valeur m pour le flux d'induction dans le circuit, et la valeur instantanée de la f. é. m. est donnée par la formule simple :

$$e = -(dm/dt)\, 10^{-8} \text{ volts}. \qquad (1)$$

Si les inductions varient dans le temps d'après une loi sinusoïdale, la valeur efficace moyenne de la f. é. m. est donnée par l'expression :

$$E = (2\pi\nu/\sqrt{2})\, M_0 10^{-8} \text{ volts}, \qquad (2)$$

en appelant M_0 l'amplitude du flux relatif au circuit, et ν la fréquence. Dans les induits dentés, il faut déterminer d'abord le flux d'induction dans chaque dent, et ensuite le flux relatif au circuit. Pour cela, on peut employer un diagramme simple que l'auteur développe d'abord.

1° *Diagramme des ampère-tours.*

Comme nombre minimum d'encoches par paire de pôles, il faut compter 4 encoches dans les machines diphasées et 6 encoches dans les machines triphasées. D'une façon générale, il peut y avoir $4n$ ou $6n$ encoches par paire de pôles. Soit N_0 le nombre de tours d'une bobine simple, c'est-à-dire le nombre de fils placés dans une encoche. On a alors par paire de pôles :

pour des courants diphasés :

$$N = (4n/2)\,N_0 = 2nN_0 \qquad (3)$$

et pour des courants triphasés :

$$N = (6n/2)\,N_0 = 3nN_0 \qquad (4)$$

tours. Si l'on admet provisoirement que le fer est très faiblement retiré, tous les ampère-tours sont utilisés pour le passage du flux dans l'entrefer.

Pour le calcul du flux d'induction, il faut, en toute rigueur, considérer toujours le flux magnétique total et le nombre total d'ampère-tours agissant sur lui. Si le circuit magnétique se compose de plusieurs pertes, par exemple de deux moitiés exactement semblables au point de vue des réluctances magnétiques ainsi qu'au point de vue des ampère-tours agissant, on peut simplifier le calcul en considérant seulement l'une de ces moitiés.

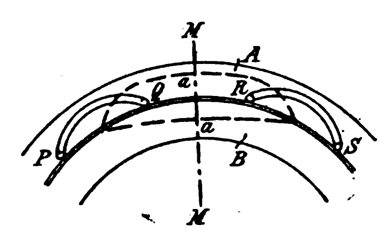


Fig. 1.

Soit A la partie fixe, B la partie mobile d'un moteur polyphasé, PQ un tour, *aa* la forme d'une ligne d'inductions (fig. 1). Tant qu'il n'existe que le seul enroulement PQ, on doit considérer tout le circuit magnétique. Mais s'il existe un second enroulement RS, il suffit de partager en deux moitiés le trajet des lignes de force *aa*, et de considérer un seul tour, PQ par exemple. Pour pouvoir faire cette décomposition, il faut être sûr que les deux moitiés sont équivalentes.

Les ampère-tours individuels ne peuvent être représentés graphiquement que quand on suppose que les intensités de courant varient dans le temps suivant une loi sinusoïdale. Si l'on considère un enroulement triphasé tel que celui

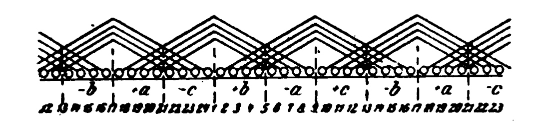


Fig. 2.

de la figure 2, et si l'on désigne par *a*, *b*, *c*, les ampère-tours relatifs à une seule bobine, les ampère-tours des bobines coupées sont les suivants :

BOBINE N°	AMPÈRE-TOURS	BOBINE N°	AMPÈRE-TOURS
1	$4a$	9	$4b$
2	$4a+b$	10	$4b+c$
3	$4a+2b$	11	$4b+2c$
4	$4a+3b$	12	$4b+3c$
5	$4a+4b$	13	$4b+4c$
6	$3a+4b$	14	$3b+4c$
7	$2a+4b$	etc., etc.	
8	$a+4b$		

Les ampère-tours d'une bobine simple ont pour valeur :

$$\left.\begin{aligned} & a = N_0 i_a = \frac{N}{3n} i_a \\ \text{ou}\quad & b = \frac{N}{3n} i_b \\ \text{ou}\quad & c = \frac{N}{3n} i_c \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

$$\frac{NJ_{a_0}}{3};\quad \frac{NJ_{b_0}}{3};\quad \frac{NJ_{c_0}}{3},$$

En se reportant au tableau précédent, on voit que, sur la dent 1 agissent $4a$ ou, d'une façon générale, $4a = (Ni_a/3)$ ampère-tours. On calcule en appelant J_{a_0}, J_{b_0}, J_{c_0}, les amplitudes, égales entre elles, de l'intensité du courant, et l'on représente leurs valeurs par trois vecteurs OA, OB, OC (fig. 3) décalés de 120°. Les vecteurs représentent les ampère-tours qui agissent sur les dents 1, 9 et 17 (fig. 2).

Si l'on considère ensuite les ampère-tours pour la dent 2, il faut additionner avec le vecteur OA un autre vecteur qui représente la quatrième partie de OB. Si l'on trace le vecteur AF égal et parallèle à OB et si l'on divise AF par les points 2, 3 et 4 en quatre parties égales, le vecteur O2 représente le nombre d'ampère-tours pour la dent 2; O3 représente le nombre d'ampère-tours pour la dent 3, etc. Le vecteur OF est le nombre d'ampère-tours pour la dent 5.

D'une façon générale, on a, pour un enroulement à 4 encoches à inscrire un hexagone régulier dans un cercle, dont le rayon a pour valeur :

$$R_3 = nN_0J_0 = n\frac{N}{3n}J_{a_0} = \frac{NJ_{a_0}}{3}. \qquad (6)$$

Ensuite on divise les côtés en n parties égales et on trace les vecteurs du centre aux points de division. Ces vecteurs donnent en grandeur et en phase le nombre d'ampère-tours agissant sur les dents individuelles d'une paire de pôle. L'amplitude de l'intensité de courant est désignée par J_a. Si J est l'intensité efficace égale dans trois branches, on a :

$$R_3 = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot NJ. \qquad (7)$$

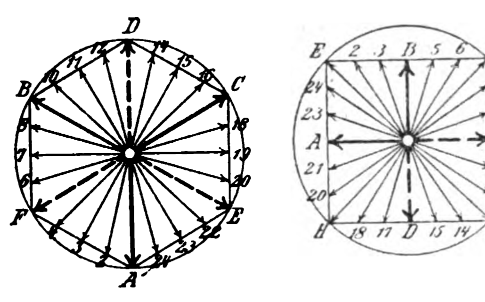


Fig. 3. Fig. 4.

Pour des machines triphasées, on obtient, au lieu d'un hexagone, un carré (fig. 4). Le nombre

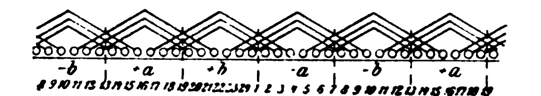


Fig. 5.

d'ampère-tours agissant sur la dent 1 (fig. 5) a pour valeur :

$$\left(\frac{n}{2} a + \frac{n}{2} b\right).$$

Si l'on pose les deux égalités suivantes :

$$a = N_0 i_a; \qquad b = N_0 i_b.$$

le vecteur de ces ampère-tours est égal à la somme géométrique de

$$\frac{n}{2} N_0 J_{a_0} \quad \text{et} \quad \frac{n}{2} N_0 J_{b_0}.$$

$$\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot J = 2J.$$

si l'on désigne à nouveau par J la valeur efficace moyenne de i_a et i_b, la somme géométrique de J_{a_0} et J_{b_0} a pour valeur

Le rayon du cercle circonscrit au carré a donc pour valeur

$$R_2 = OE = \frac{n}{2} N_0 2J = \frac{n}{2} \frac{N}{2n} 2J$$

$$R_2 = (1/2) NJ. \qquad (8)$$

Il faut encore diviser en n parties les côtés du carré et joindre à O les points de division ainsi déterminés : on obtient alors les vecteurs des ampère-tours agissant sur les différentes dents.

On voit que le nombre d'ampère-tours relatifs à chaque dent individuelle varient beaucoup moins dans les enroulements triphasés que dans les enroulements diphasés. S'il existe une dent moyenne (quand n est impair), le rapport de la plus grande à la plus petite valeur est, dans le cas du courant triphasé, comme

$$1 : (\sqrt{3}/2) = 1 : 0{,}866.$$

Pour les courants diphasés, il est comme :

$$1 : (\sqrt{2}/2) = 1 : 0{,}707.$$

Pour des courand a-phasés, on obtient un polygone régulier de $2a$ côtés ; pour des courants à un nombre infini de phases, on obtiendrait un cercle. Dans ce dernier cas, on aurait

$$i = J_0 \cos \alpha,$$

l'angle α caractérisant la position d'un tour d'enroulement et étant compté à partir d'un axe fixe. Pour un élément d'arc, le nombre de tours a pour valeur

$$\frac{N}{2\pi} d\alpha.$$

Les ampère-tours qui agissent sur la position α_0, quand l'ouverture des tours est égale au pas polaire, est :

$$AW_a = \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha_0}^{+\frac{\pi}{2}+\alpha_0} i \frac{N}{2\pi} d\alpha = \frac{NJ_0}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha_0}^{+\frac{\pi}{2}+\alpha_0} \cos \alpha d\alpha.$$

$$AW_{\alpha_0} = \frac{NJ_0}{\pi} \cos \alpha_0 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} NJ \cos \alpha_0.$$

Les ampère-tours varient donc le long de la périphérie suivant une fonction cosinus, et ont comme valeur maxima :

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} NJ.$$

Le rayon du cercle qui remplace le polygone a donc pour valeur

$$R = \frac{\sqrt{2}}{\pi} NJ. \qquad (9)$$

Avec l'aide de ces diagrammes, on peut déterminer la courbe de champ pour chaque instant. Il suffit de tracer l'axe des temps pour cet instant et projeter sur lui tous les vecteurs.

(A suivre.) B. L.



La réactance de dispersion des moteurs d'induction. — **Mac Allister.** — *Electrical World*, 26 janvier 1907.

Comme on peut le voir en jetant un coup d'œil sur le diagramme simplifié et le lieu géométrique circulaire du moteur d'induction, la puissance maxima que la machine est capable d'absorber à une f. é. m. normale dépend presque exclusivement de la réactance de dispersion des enroulements primaire et secondaire. On voit que, parmi tous les calculs relatifs à la prédétermination du fonctionnement d'un certain type de moteurs, aucun ne présente autant d'importance que celui de la réactance de dispersion. Bien qu'un grand nombre d'équations aient été établies théoriquement pour le calcul de la tension de réactance, celles qui reposent sur des bases expérimentales permettent seules d'obtenir des résultats valables.

L'équation la plus simple, et en même temps la plus commode, est celle qu'a donnée Behrend en 1900 :

$$\sigma = C(\Delta/t), \qquad (1)$$

dans laquelle σ est le coefficient de dispersion, Δ la valeur radiale de l'entrefer, t le pas polaire et C, facteur de dispersion, dépend de la disposition des encoches et des conducteurs. La valeur de σ étant obtenue sous forme d'un rapport, elle est indépendante des unités employées pour évaluer Δ et t. Néanmoins, dans la suite, toutes les longueurs seront considérées comme exprimées en centimètres.

Le coefficient de dispersion σ peut être défini brièvement comme étant le rapport de la longueur NO à la longueur OK sur le diagramme du cercle de la figure 1. Si on se rapporte à la

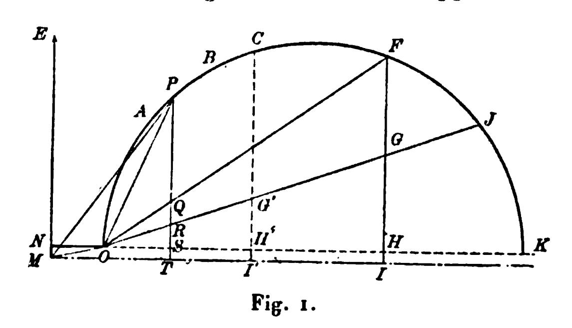


Fig. 1.

façon dont est établi le diagramme, on peut noter que NO représente le courant d'excitation du moteur au synchronisme et à vide, tandis que la valeur de OK dépend du rapport de la tension primaire E_p à la réactance combinée du primaire et du secondaire $(X_p + X_s)$. Évidemment, quand la valeur de σ et celle de NO ou bien OK sont connues, on peut construire le diagramme du cercle et déterminer le facteur de puissance maxima et la puissance maxima. On calcule généralement la valeur de NO d'après les dimensions mécaniques du rotor et du stator, la disposition des bobines primaires et l'induction dans les entrefers ; ensuite on évalue OK en s'appuyant sur la formule (1). Il semble que le courant de court-circuit doive dépendre de la valeur de l'entrefer simple, de l'induction, du pas polaire et du courant d'excitation ; en fait cependant, la réactance de dispersion déduite de l'équation précédente, et, par suite, les courants de court-circuit, sont indépendants de toutes ces quantités. L'auteur se propose de donner une interprétation physique de la quantité C_1 et de discuter en détail les faits dont dépend sa valeur.

Behrend a montré que le courant d'excitation peut être déterminé par la formule :

$$i_0 = \frac{1,6}{2\sqrt{2}} \frac{B\Delta}{n} \qquad (2)$$

en appelant B l'induction dans l'entrefer et n le nombre de conducteurs par pôle et par phase, i_0 étant le courant par phase. Il a montré aussi que la tension primaire par phase peut être représentée par la formule

$$e = 1,24 \, . f . p . n . b . t . \mathrm{B} . 10^{-8} \qquad (3)$$

en appelant f la fréquence, p le nombre de pôles, et b la largeur du moteur.

En désignant par $(x_p + x_s)$ la réactance de dispersion combinée primaire et secondaire par phase, on a :

$$\frac{e}{x_p + x_s} = \frac{i_0}{\sigma}. \qquad (4)$$

En combinant les équations (1), (2), (3) et (4), il vient :

$$\frac{1,24}{10^8} \cdot \frac{fpn\mathrm{B}bt}{x_p + x_s} = \frac{1,6}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\mathrm{B}\Delta t}{n\Delta \mathrm{C}}. \qquad (5)$$

On en déduit la valeur de la réactance :

$$x_p + x_s = 2,19 \mathrm{C} fpbn^2 10^{-8}. \qquad (6)$$

En considérant provisoirement C comme une véritable constante, on voit que la machine de dispersion effective par pôle varie directement avec le carré du nombre de conducteurs par pôle et avec la largeur du moteur : elle est indé-

pendante du pas polaire et de la valeur de l'entrefer.

Il est facile de voir que les intersections réelles entre le flux de dispersion et les conducteurs varient un peu avec le nombre d'encoches contenant les conducteurs, qu'elles ne sont pas entièrement indépendantes du pas polaire, et qu'elles dépendent beaucoup de la réluctance du circuit de dispersion : elles varient un peu avec la valeur de l'entrefer et beaucoup avec la forme des encoches. La valeur exacte du facteur C dépend de ces différents facteurs.

Hobart a publié, en 1904, les résultats de calculs et d'essais faits sur 57 moteurs d'induction de huit constructeurs différents et a donné des courbes basées sur ces essais : on voit, d'après ces courbes, de quelle manière le coefficient de dispersion dépend du pas polaire, de l'ouverture des encoches, de l'entrefer, et du nombre d'encoches par pôle. Ces courbes sont reproduites sur les figures 2 et 3 avec des coordonnées un peu différentes de celles employées par Hobart afin de permettre d'exprimer les résultats sous forme d'équations simples facilement interprétables. Le facteur de dispersion C est considéré comme formé de deux composantes c et c' ; la première dépend de la forme des encoches et du rapport du pas polaire à la longueur du noyau ; la dernière dépend de la valeur de l'entrefer et du nombre d'encoches. On a ainsi

$$C = cc'. \qquad (7)$$

La figure 2 donne la valeur de c et la figure 3 la valeur de c'. Sur la première de ces figures,

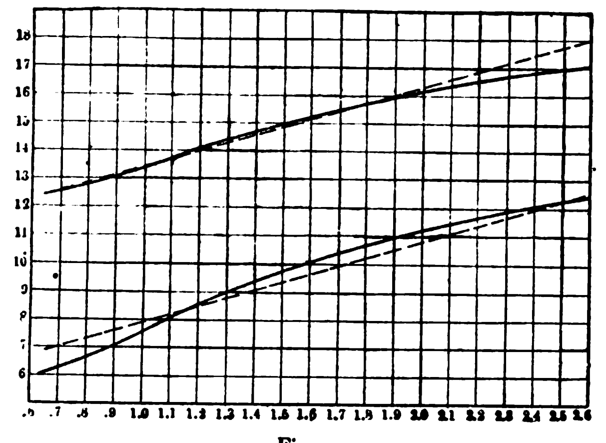


Fig. 2.

les abscisses sont proportionnelles aux valeurs du rapport du pas polaire à la longueur du noyau (t/b) et les ordonnées sont proportionnelles au facteur de dispersion principal c. Les courbes

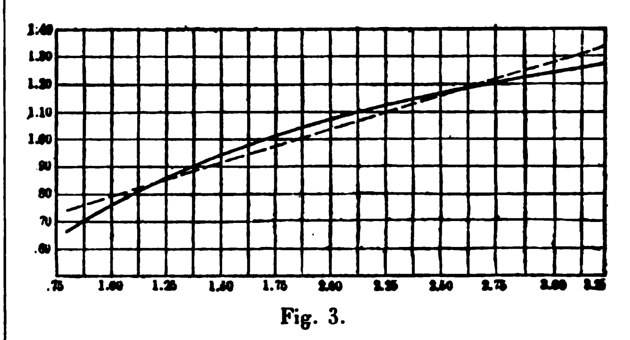


Fig. 3.

supérieures se rapportent à des encoches entièrement fermées, et les courbes inférieures à des encoches ouvertes. Les courbes en trait plein sont celles qu'a publiées Hobart ; les courbes en trait interrompu correspondent aux deux formules suivantes :

$$c_c = 10{,}5 + 2{,}9\,(t/b) \qquad (8)$$

pour les encoches simplement fermées, et

$$c_o = 5{,}0 + 2{,}9\,(t/b) \qquad (9)$$

pour les encoches complètement ouvertes.

Les équations (8) et (9), combinées avec l'équation (6), montrent que la réactance de dispersion consiste en deux parties dont l'une varie comme le pas polaire et l'autre comme la longueur du noyau : pour des encoches larges ouvertes, la dernière est 1,72 fois plus grande que la première par unité de longueur, tandis qu'avec des encoches complètement fermées, la durée est 3,62 fois plus grande que la première.

On peut admettre que, toutes les autres conditions restant les mêmes, la diminution de la réactance de dispersion pour la longueur comprise dans le fer varie directement avec la proportion d'ouverture des encoches. Les équations 8 et 9 peuvent être combinées de la façon suivante :

$$c = 10{,}5 - 5{,}5S_o + 2{,}29\,(t/b), \qquad (10)$$

S_o désignant l'ouverture en °/₀ des encoches. L'équation (10) donne le facteur de dispersion principal.

La signification physique réelle de l'équation (10) peut être trouvée avec le plus de clarté si l'on suppose provisoirement que le facteur c' de l'équation (7) a pour valeur l'unité, et si l'on

combine les équations (6), (7) et (10). On a ainsi :

$$x_p + x_s = 2{,}19 \cdot 10^{-8}(10{,}5b - 5{,}5S_0b + 2{,}9l)fpn^2. \qquad (10_a)$$

On voit, au moyen de cette équation, l'importance relative de la longueur active et de la longueur libre de la bobine primaire au point de vue de la réactance de dispersion des enroulements.

Les valeurs de c' trouvées par Hobart sont indiquées par la courbe en trait plein de la figure 3, où les abscisses représentent le rapport $(1/\Delta h)$, Δ étant la valeur de l'entrefer et h le nombre d'encoches pai pôle et par phase (moyenne du stator et du rotor), et où les ordonnées sont proportionnelles au facteur de dispersion c'. Cette courbe est représentée, avec une approximation suffisante, par l'équation

$$c' = 0{,}54 + \frac{0{,}247}{\Delta \cdot h}. \qquad (11)$$

A cette équation correspond exactement la courbe tracée en trait interrompu sur la figure 3. D'après l'équation (11), on voit qu'une certaine portion de la résistance de dispersion varie comme l'inverse du nombre d'encoches dans lesquelles sont placés les conducteurs, et aussi comme l'inverse de la valeur de l'entrefer. Cette portion peut être appelée réactance de dispersion « en zigzag », et c' peut être désigné sous le nom de facteur de dispersion en zigzag.

En combinant les équations (7), (10) et (11), on trouve pour la valeur du « facteur de dispersion » total l'expression :

$$C = \left(10{,}5 - 5{,}5S_0 + \frac{2{,}9l}{b}\right)\left(0{,}54 + \frac{0{,}247}{\Delta \cdot h}\right). \quad (12)$$

Il est évident que le « facteur principal de dispersion » tient compte de tous les conducteurs de l'enroulement de chaque pôle coupant toutes les lignes de force de dispersion dues aux courants dans ces conducteurs, tandis que le « facteur de dispersion en zigzag » tient compte des lignes de force de dispersion relatives à chaque encoche séparément et dues au courant dans des conducteurs de cette encoche particulière. Aucune de ces hypothèses n'est absolument correcte, mais il est probable que l'équation 12 est, malgré tout, suffisamment exacte.

Il ne faut pas perdre de vue que toutes les équations indiquées dans ce qui précède contiennent des constantes empiriques, et il n'est pas possible d'extrapoler au delà des limites entre lesquelles étaient comprises les données expérimentales. Il est probable, néanmoins, que pour des moteurs d'induction de construction à peu près normale, les équations et les courbes donnent une base pour les calculs.

L'équation (12) indique dans leur ensemble les diverses quantités qui affectent la valeur de la réactance de dispersion, donnée par l'équation 6, et elle indique que le facteur de dispersion dans l'équation (1) n'est pas une véritable constante. On peut remarquer que la valeur 10 à 15 indiquée primitivement par Behrend pour des encoches demi ouvertes est pleinement confirmée par les valeurs expérimentales trouvées par Hobart dans les essais de 57 moteurs d'induction. Un moteur établi de telle façon que l'application de l'équation (12) conduise à une valeur de C inférieure à 10 ou supérieure à 15, avec $S_0 = 0{,}5$, aurait des dimensions telles qu'il ne constituerait probablement pas une machine commerciale.

R. R.

TRANSMISSON & DISTRIBUTION

Sur la capacité active de câbles de forte section et sa mesure au moyen de courant continu *(suite)* [1]. — **W. A. Kemann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 janvier 1907.

Capacité en triphasé. — D'après Breisig on a :

$$Q_1 = c_{10}V_1 + c_{12}(V_1 - V_2) + c_{13}(V_1 - V_3).$$

Si l'on suppose $c_{12} = c_{23}$, et, dans des conditions normales d'isolement, si l'on admet que l'on a :

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0,$$

on a pour Q_1 et C_w les valeurs :

$$Q_1 = V_1(c_{10} + 3c_{12})$$
$$C_w = c_{10} + 3c_{12}. \qquad (8)$$

Mesure. — Les deux mesures indiquées par Breisig sont les suivantes :

1 —— 2, 3 Pb

1, 2, 3, —— Pb.

Elles conduisent au résultat suivant :

$$C_w = (1/6)(9M_1 - M_2).$$

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 23 février 1907, p. 285.

On obtient une autre relation au moyen de la mesure :

$$1 \text{———} 2, 3\, Pb$$

$$M_1 = c_{10} + 2c_{12}$$

$$1, 2 \text{———} 3\, Pb$$

$$M_2 = 2(c_{10} + c_{12}).$$

On déduit des deux équations :

$$c_{10} = M_2 - M_1$$

$$c_{12} = (1/2)[M_1 - (M_2 - M_1)].$$

La capacité en triphasé a pour valeur :

$$C_w = c_{10} + 3c_{12} = M_2 - M_1 + (3/2)(2M_1 - M_2)$$

$$C_w = 2M_1 - (M_2/2).$$

Ces mesures sont commodes en laboratoire et en cours de montage, car on effectue la mesure seulement sur deux âmes.

Si le câble a des fils pilotes, on peut employer deux groupements différents de ces fils. Dans le premier groupement, les fils 1 et 4, 2 et 5, 3 et 6 sont reliés ensemble. La quantité d'électricité sur les fils 1 et 4 a pour valeur, puisque l'on a les deux égalités :

$$V_1 = V_4, \quad V_3 = V_6, \quad V_5 = V_2$$

et

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0,$$

$$c_{43} = c_{12} = c_{16} = c_{53}, \quad c_{46} = c_{42},$$

$$\begin{aligned} Q_{1,4} &= c_{10}V_1 + c_{40}V_1 + c_{12}(V_1 - V_2) + c_{13}(V_1 - V_3) \\ &\quad + c_{13}(V_1 - V_2) + c_{12}(V_1 - V_3) \\ &\quad + c_{12}(V_1 - V_2) + c_{42}(V_1 - V_3) \\ &\quad + c_{42}(V_1 - V_2) + c_{12}(V_1 - V_3) \\ &= V_1(c_{10} + c_{40} + 4c_{12} + 2c_{13} + 2c_{42}) \\ &\quad - V_2(2c_{12} + c_{13} + c_{42}) \\ &\quad - V_3(2c_{12} + c_{13} + c_{42}) \\ &= V_1(c_{10} + c_{40} + 6c_{12} + 3c_{13} + 3c_{42}). \end{aligned} \qquad (9)$$

La capacité est donc plus grande de :

$$c_{46} + 6c_{12} + 3c_{42}$$

quand il y a des fils pilotes que dans le cas contraire.

Mesure :

$$1, 4 \text{———} 2, 3, 5, 6\, Pb$$

$$M_1 = c_{10} + c_{40} + 4c_{12} + 2c_{13} + 2c_{42},$$

$$1, 2, 4, 5 \text{———} 3, 6\, Pb$$

$$M_2 = 2c_{10} + 2c_{40} + 4c_{12} + 2c_{13} - 2c_{42},$$

On en déduit l'égalité :

$$M_2 - M_1 = c_{10} + c_{40},$$

$$(3/2)(4c_{12} + 2c_{13} + 2c_{42}) = (3/2)[M_1 - (M_2 - M_1)],$$

$$C_w = M_2 - M_1 + (3/2)[M_1 - (M_2 - M_1)],$$

$$= 2M_1 - (M_2/2).$$

Si l'on connecte les fils pilotes autrement, en reliant 1 et 2, 3 et 4, 5 et 6,

$$V_1 = V_2, \quad V_3 = V_4, \quad V_5 = V_6;$$

on suppose en outre que l'on ait :

$$c_{16} = c_{23}, \quad c_{15} = c_{13}, \quad c_{14} = c_{25}, \quad c_{26} = c_{24};$$

$$V_1 + V_3 + V_5 = 0.$$

On obtient alors les équations :

$$\begin{aligned} Q_{1,2} &= c_{10}V_1 + c_{16}(V_1 - V_5) + c_{15}(V_1 - V_5) \\ &\quad + c_{14}(V_1 - V_3) + c_{15}(V_1 - V_3) + c_{20}V_1 \\ &\quad + c_{26}(V_1 - V_5) + c_{14}(V_1 - V_5) \\ &\quad + c_{26}(V_1 - V_5) + c_{16}(V_1 - V_3) \\ &= V_1(c_{10} + c_{20} + 2c_{16} + 2c_{15} + 2c_{14} + 2c_{26}) \\ &\quad - V_3(c_{14} + c_{15} + c_{26} + c_{16}) \\ &\quad - V_5(c_{14} + c_{15} + c_{26} + c_{16}) \end{aligned}$$

$$C_w = c_{10} + c_{20} + 3c_{16} + 3c_{15} + 3c_{14} + 3c_{26}. \qquad (10)$$

La capacité est donc plus petite de :

$$3(c_{12} - c_{14}),$$

que quand les fils pilotes sont reliés d'après le premier groupement.

Mesure :

$$1, 2 \text{———} 3, 4, 5, 6\, Pb$$

$$M_1 = c_{10} + c_{20} + 2c_{16} + 2c_{15} + 2c_{14} + 2c_{26},$$

$$1, 2, 3, 4 \text{———} 5, 6\, Pb$$

$$M_2 = 2c_{10} + 2c_{20} + 2c_{16} + 2c_{15} + 2c_{14} + 2c_{26}.$$

On en déduit l'égalité :

$$c_{10} + c_{20} = M_2 - M_1,$$

$$3c_{16} + 3c_{15} + 3c_{14} + 3c_{26} = \frac{3}{2}[M_1 - (M_2 - M_1)],$$

$$C_w = 2M_1 - \frac{M_2}{2}.$$

Capacité en biphasé. — Les potentiels des quatre conducteurs sont les suivants : V_1, V_2, V_3, V_4. La quantité d'électricité qui se trouve sur le conducteur 1 en fonctionnement normal est :

$$\begin{aligned} Q_1 &= c_{10}V_1 + c_{12}(V_1 - V_2) \\ &\quad + c_{13}(V_1 - V_3) + c_{14}(V_1 - V_4). \end{aligned}$$

On suppose que l'on ait :

$$V_1 + V_2 = 0$$
$$V_2 + V_4 = 0$$
$$c_{12} = c_{14}.$$

L'équation se transforme alors en la suivante :

$$Q_1 = V_1 (c_{10} + 2c_{12} + 2c_{13}) - c_{12}(V_1 + V_2)$$

d'où l'on déduit la valeur de C_w :

$$C_w = c_{10} + 2c_{12} + 2c_{13}. \qquad (11)$$

Un conducteur d'un câble biphasé se comporte donc exactement comme un conducteur du câble monophasé à quatre conducteurs, avec les conducteurs voisins en parallèle deux à deux.

Mesure :

$$1 \text{ —— } 2, 3, 4 \text{ P}b$$
$$M_1 = c_{10} + 2c_{12} + c_{13},$$
$$1, 3 \text{ —— } 2, 4 \text{ P}b$$
$$M_2 = c_{10} + 4c_{12}.$$

On en déduit la valeur :

$$2c_{13} = 2\left(M_1 - \frac{M_2}{2}\right),$$
$$C_w = c_{10} + 2c_{12} + 2c_{13} = \frac{M_2}{2} + 2\left(M_1 - \frac{M_2}{2}\right),$$
$$C_w = 2M_1 - \frac{M_2}{2}.$$

S'il y a des fils pilotes, on peut relier 1 et 2, 3 et 4, 5 et 6, 7 et 8, et l'on a les égalités :

$$V_1 = V_2, \qquad V_3 = V_4,$$
$$V_5 = V_6, \qquad V_7 = V_8;$$

On suppose que l'on ait :

$$V_1 + V_5 = 0, \qquad V_3 + V_7 = 0,$$
$$c_{23} = c_{18}, \qquad c_{13} = c_{17},$$
$$c_{14} = c_{16} = c_{25} = c_{27},$$
$$c_{24} = c_{28}.$$

On obtient alors pour $Q_{1,2}$ l'équation :

$$\begin{aligned} Q_{1,2} = {} & c_{10}V_1 + c_{13}(V_1 - V_3) + c_{14}(V_1 - V_3) \\ & + c_{15}(V_1 - V_5) + c_{14}(V_1 - V_5) \\ & + c_{13}(V_1 - V_7) + c_{23}(V_1 - V_7) + c_{20}V_1 \\ & + c_{23}(V_1 - V_3) + c_{24}(V_1 - V_3) \\ & + c_{14}(V_1 - V_5) + c_{26}(V_1 - V_5) \\ & + c_{14}(V_1 - V_7) + c_{24}(V_1 - V_7) \\ = {} & V_1(c_{10} + c_{20} + 2c_{13} + 6c_{14} + 2c_{15} \\ & + 2c_{23} + 2c_{24} + 2c_{26}) \\ & - V_3(c_{13} + c_{14} + c_{23} + c_{24}) \\ & - V_7(c_{13} + c_{14} + c_{23} + c_{24}) \end{aligned}$$

$$C_w = c_{10} + c_{20} + 2c_{13} + 6c_{14} + 2c_{15} + 2c_{23} + 2c_{24} + 2c_{26}. \qquad (12)$$

Comme on pouvait s'y attendre, cette capacité a la même valeur que celle d'un conducteur avec fil pilote du câble monophasé à quatre conducteurs reliés deux à deux en parallèle.

Mesure :

$$1, 2 \text{ —— } 3, 4, 5, 6, 7, 8 \text{ P}b$$
$$M_1 = c_{10} + c_{20} + 2c_{13} + 4c_{14} + c_{15} + 2c_{23} + 2c_{24} + c_{26},$$
$$1, 2, 5, 6 \text{ —— } 3, 4, 7, 8 \text{ P}b$$
$$M_2 = 2c_{10} + 2c_{20} + 4c_{13} + 4c_{14} + 4c_{23} + 4c_{24},$$

d'où l'on déduit l'égalité :

$$2(2c_{14} + c_{15} + c_{26}) = 2\left(M_1 - \frac{M_2}{2}\right),$$
$$C_w = \frac{M_2}{2} + 2\left(M_1 - \frac{M_2}{2}\right) = 2M_1 - \frac{M_2}{2}.$$

On voit donc que les capacités actives peuvent être déterminées, dans toutes les conditions de service, par deux mesures faites avec du courant continu, et que l'on peut toujours choisir les groupements de telle façon que la formule de C_w servant au calcul final, ait toujours la même forme pour tous les câbles et dans tous les cas.

Cette simplification est particulièrement intéressante, parce qu'elle facilite d'une façon importante l'exécution des mesures. Dans les laboratoires, on peut employer un montage unique.

E. B.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Étude expérimentale faite sur des circuits oscillants accouplés. — **C. Fischer.** — *Annalen der Physik*, n° 2, 1907.

Dans l'étude théorique des phénomènes oscillatoires dans les circuits oscillants, on a généralement employé la formule de Thomson, même quand ces circuits contenaient un éclateur. Cette formule, relative à un circuit de résistance constante, suppose que la résistance elle-même présente une valeur constante pendant une

oscillation, ce qui est inexact. Dans ces conditions, la formule de Thomson conduit, pour la diminution d'amplitude, c'est-à-dire pour l'amortissement, à des valeurs inexactes ; pour la fréquence, elle donne, malgré cela, des résultats rigoureux, car celle-ci ne dépend pas de la nature et de la grandeur de l'amortissement.

L'auteur s'est proposé d'étudier les phénomènes en jeu dans deux circuits oscillants accouplés ensemble, dont l'un contient un éclateur.

Les expériences furent faites avec deux systèmes différents de circuits oscillants accouplés qui, pendant tous les essais, restaient aussi invariables que possible. Le premier système (A) comprenait deux circuits à peu près équivalents d'environ $850 \cdot 10^{-21}$ c. g. s. de capacité et 22000 centimètres de self-induction. Le deuxième système (B) représentait mieux les conditions pratiques d'un poste de radiotélégraphie : le circuit primaire avait une forte capacité ($5290 \cdot 10^{-21}$ c. g. s.) et une faible self-induction (6230 centimètres) ; le circuit secondaire avait une faible capacité ($450 \cdot 10^{-21}$ c. g. s.) et une forte self-induction (73000 centimètres). Comme il était impossible d'employer, en laboratoire, des circuits ouverts, l'auteur a opéré avec des circuits fermés : les résultats ne sont donc pas directement applicables au cas de la radiotélégraphie, mais peuvent servir d'indications utiles.

Le circuit primaire du système B contenait des condensateurs à plaques formés de verre à vitre ordinaire ; dans les autres cas, on employait des bouteilles en flint. Les sphères de l'éclateur du circuit primaire avaient dans les deux systèmes un diamètre de 5 centimètres ; la longueur d'étincelles était comprise entre 6 et 7 millimètres.

Les deux circuits étaient accordés aussi exactement que possible l'un et l'autre. La source d'énergie électrique était une grosse bobine d'induction de 50 centimètres d'étincelle commandée par un interrupteur à turbine qui donnait environ 10 interruptions par seconde. Dans la ligne à haute tension, on intercalait directement avant l'éclateur une très forte résistance électrolytique pour donner une grande uniformité aux étincelles.

Le circuit de mesure employé a été disposé successivement sous quatre formes différentes. Pour mesurer l'énergie du courant dans ce circuit, on employait un bolomètre utilisé conformément aux indications de Rubens et Paalzow. Le fil de fer avait un diamètre de $0^{cm},0025$. Dans d'autres mesures, on employa un thermo-élément de Brandès étalonné sur du courant alternatif. Comme galvanomètre, l'auteur se servait d'un appareil de Wiedemann à aimant annulaire bien amorti et protégé par un anneau de fer. La sensibilité de cet appareil était comprise entre 1,2 et $5,8 \cdot 10^{-7}$ ampères. Deux bobines de réactance étaient intercalées entre le thermo-élément et le galvanomètre. La bobine d'induction et ses conducteurs de jonction étaient disposés de façon à ne produire aucune action sur le galvanomètre.

Dans plusieurs expériences, il était nécessaire d'augmenter artificiellement l'amortissement du circuit secondaire et du circuit de mesure. Pour cela on y intercalait des résistances en graphite mises en circuit au moyen de godets en mercure et ainsi facilement interchangeables.

Étude de la fréquence et de l'amortissement. — La méthode employée pour étudier *séparément* les oscillations d'oscillateurs accouplés d'après la méthode de Bjerkness a déjà été décrite par l'auteur. Dans ce qui suit, l'indice I se rapporte au circuit primaire, II au circuit secondaire et III au circuit tertiaire accouplé d'une façon extrêmement lâche avec le secondaire (récepteur) ; l'indice m se rapporte au circuit de mesure ; l'indice 1 et l'indice 2 se rapportent à l'oscillation de plus grande fréquence et à l'oscillation de plus faible fréquence.

D'après la théorie, les deux fréquences n_1 et n_2 auxquelles donne lieu l'accouplement sont liées à la fréquence primitive N par la relation :

$$\frac{1}{n_1^2} + \frac{1}{n_2^2} = \frac{2}{N^2} \qquad (1)$$

$$N = \sqrt{2 \frac{n_1^2 n_2^2}{n_1^2 + n_2^2}}. \qquad (1a)$$

Le tableau I indique les résultats obtenus dans la vérification pratique de cette relation théorique. Ceux-ci montrent que la loi est tout à fait rigoureuse, aux erreurs expérimentales près, pour les faibles et pour les forts amortissements des deux circuits accouplés.



TABLEAU I

Système A. $N_I = 2,322 \cdot 10^6$/sec. $N_{II} = 2,313 \cdot 10^6$/sec.

$\frac{N_I + N_{II}}{2} = 2,317 \cdot 10^6$/sec. $\delta_m = 0,024$ (1)

$\delta_I + \delta_{II}$	MESURÉ		CALCULÉ			
	n_1	n_2	N de n_1 et n_2	k' de n_1	k' de n_2	k' moyenne.
0,144	3,274.10⁶/sec.	1,894.10⁶/sec.	2,319.10⁶/sec.	0,499	0,497	0,498
	3,012 —	1,953 —	2,317 —	0,408	0,408	0,408
	2,824 —	2,011 —	2,317 —	0,327	0,328	0,327
	2,641 —	2,086 —	2,315 —	0,230	0,234	0,232
	2,509 —	2,160 —	2,317 —	0,147	0,150	0,148
	2,438 —	2,208 —	2,322 —	0,096	0,101	0,098
	2,400 —	2,251 —	2,322 —	0,068	0,060	0,064
	2,376 —	2,261 —	2,316 —	0,048	0,051	0,049
	2,368 —	2,265 —	2,322 —	0,042	0,047	0,044
0,2784)	3,255 10⁶/sec.	1,901.10⁶/sec.	2,321.10⁶/sec.	0,512	0,512	0,512
	3,244 —	1,900 —	2,321 —	0,509	0,509	0,509
	2,915 —	1,982 —	2,318 —	0,383	0,380	0,381
	2,665 —	2,078 —	2,318 —	0,254	0,250	0,252
	2,646 —	2,086 —	2,318 —	0,244	0,244	0,244
	2,456 —	2,200 —	2,317 —	0,117	0,116	0,116
	2,384 —	2,256 —	2,317 —	0,060	0,058	0,059

Système B. $N_I = 1,752 \cdot 10^6$/sec. $N_{II} = 1,755 \cdot 10^6$/sec.

$\frac{N_I + N_{II}}{2} = 1,753 \cdot 10^6$/sec. $\delta_m = 0,031$.

$\delta_I + \delta_{II}$	MESURÉ		CALCULÉ			
	n_1	n_2	N de n_1 et n_2	k' de n_1	k' de n_2	k' moyenne.
0,180	2,176.10⁶/sec	1,512.10⁶/sec.	1,753.10⁶/sec.	0,350	0,348	0,349
	2,042 —	1,566 —	1,754 —	0,260	0,260	0,260
	1,929 —	1,623 —	1,753 —	0,171	0,170	0,170
	1,843 —	1,673 —	1,752 —	0,095	0,100	0,097
	1,833 —	1,683 —	1,754 -	0,085	0,083	0,084
	1,803 —	1,707 —	1,754 —	0,055	0,055	0,055
	1,780 —	1,717 —	1,750 —	0,039	0,042	0,040
0,380	2,177.10⁶/sec.	1,511.10⁶/sec.	1,751.10⁶/sec.	0,350	0,348	0,349
	1,908 —	1,623 —	1,752 —	0,165	0,167	0,154
	1,848 —	1,675 —	1,752 —	0,096	0,100	0,098
	1,798 —	1,703 —	1,755 —	0,048	0,061	0,054

(1) δ désigne le décrément logarithmique.

La théorie permet d'aller plus loin. L'équation (1) peut, dans tous les cas, être mise sous la forme suivante :

$$\frac{n_1}{N} = \frac{1}{\sqrt{1 - k'}}; \qquad \frac{n_2}{N} = \frac{1}{\sqrt{1 + k'}}. \qquad (2)$$

Pour ce facteur k', la théorie donne une valeur bien déterminée.

$$k' = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi}\right)^2} \qquad (3a)$$

où

$$k = \sqrt{\frac{p^2_{I.II}}{p_I \cdot p_{II}}}$$

représente le coefficient d'accouplement. Dans tous les cas de la pratique et pour un accouplement pas trop lâche, k' ne diffère que très peu de k.

Le fait que la relation (2) est rigoureuse sous la forme indiquée permet de définir la valeur de k' comme « degré d'accouplement » d'après l'équation (2) :

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{1 + k'}{1 - k'}}. \qquad (2a)$$

Le coefficient ainsi défini peut être déterminé expérimentalement.

Le calcul de k' peut être effectué d'une façon particulièrement simple dans un circuit de mesure de self-induction constante. Si c_1 et c_2 désignent la capacité du circuit de mesure pour la résonance avec l'une ou l'autre oscillation, C pour la résonance avant l'accouplement, les équations (2) et (1a) se transforment en la suivante :

$$\left.\begin{array}{l} k' = 1 - (c_1/C) \\ k' = (c_2/C) - 1 \end{array}\right\} \quad C = \frac{1}{2}(c_1 + c_2). \qquad (4)$$

Pour l'accouplement le plus rigide obtenu avec le système A, k' avait pour valeur 0,6 environ. Avec les bobines, on ne pouvait atteindre que la valeur 0,5 pour k' avec le système A ; avec le système B, on ne pouvait atteindre que la valeur 0,35.

En ce qui concerne les décréments δ_1 et δ_2 des deux oscillations existant lors de l'accouplement, et les décréments δ_I et δ_{II} des deux circuits avant l'accouplement, on a :

$$\delta_1 = \frac{\delta_I + \delta_{II}}{2} \frac{n_1}{N}; \qquad \delta_2 = \frac{\delta_I + \delta_{II}}{2} \frac{n_2}{N}. \qquad (5)$$

L'auteur a vérifié cette relation théorique sur les deux systèmes, pour un amortissement aussi faible que possible dans les deux circuits de chaque système, puis pour un amortissement rendu artificiellement très élevé. Les courbes ainsi obtenues ont montré que différents points d'une même courbe de résonance donnaient différentes valeurs pour le décrément. Dans la plupart des courbes, la partie supérieure donne de plus grandes valeurs pour le décrément que la partie inférieure. Aucune de ces courbes ne présente une allure correspondant d'une façon rigoureuse avec la formule théorique. Le même phénomène a déjà été observé par Rempp.

Les résultats de cette partie de l'étude de l'auteur peuvent être résumés de la façon suivante :

1° L'équation théorique 5 n'est pas vérifiée même qualitativement : il n'est même pas exact que le décrément δ_1 de l'oscillation de plus grande fréquence soit plus grand que le décrément δ_2 de l'oscillation de plus faible fréquence.

2° δ_1 et δ_2 ont tous deux des valeurs plus grandes que les valeurs théoriques.

3° Il semble que la théorie soit confirmée par le fait qu'il ne doit être question que de la somme des décréments du circuit primaire et du circuit secondaire.

(A suivre.) R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques (1) *(fin)*. — **E. Joung.** — *The Electrician*, 4 janvier 1907.

Mesures de l'impédance à l'extrémité transmettrice. — L'impédance étant une grandeur qui varie avec la fréquence, la difficulté principale à laquelle on se heurte pour les mesures de l'impédance consiste dans la réalisation d'un générateur produisant des inversions périodiques simples telles que celle que l'on a supposé exister dans l'établissement de la formule relative à l'impédance. Il serait désirable que quelques constructeurs établissent des alternateurs à 25 ou 50 volts produisant des fréquences de l'ordre de 1 000 par seconde. Faute d'une telle marche, on peut faire des essais sur un réseau ordinaire à courant alternatif, et l'on obtient des résultats qui sont comparables entre eux, mais non comparables avec les résultats théoriques que donne la formule mathématique. Soient V, A et W les lectures faites au voltmètre, à l'ampèremètre et au wattmètre, toutes ces lectures étant effectuées à l'extrémité transmettrice. La valeur de l'impédance à l'extrémité transmettrice sera V/A, et l'angle θ de déphasage entre la tension et le courant sera donné par l'équation.

$$W = AV \cos \theta$$
$$\cos \theta = W/AV.$$

Quand la lecture au wattmètre est égale au produit des indications du voltmètre et de l'ampèremètre, $\cos \theta = 1$ ou $\theta = 0$. Si le circuit est suffisamment long, les résultats sont les mêmes quand l'extrémité éloignée est reliée à la terre ou non ; pour les circuits de faible longueur, il n'en est plus de même.

Mesure de l'impédance à l'extrémité réceptrice. — A l'extrémité réceptrice, l'angle de déphasage a peu d'importance, et toute l'attention est concentrée sur la grandeur de la tension et du courant reçu, pour une fréquence particulière du courant dans le circuit. Les mesures consistent à faire agir sur le circuit une source de f. é. m. alternative de fréquence connue, et d'observer simultanément la tension à l'extrémité transmettrice et le courant à l'extrémité réceptrice. L'intensité de courants alternatifs sur les lignes téléphoniques et les longues lignes télégraphiques étant généralement très faible, les mesures ne peuvent pas être effectuées au moyen d'appareils ordinaires à fil chaud; mais exigent des appareils à courants alternatifs très sensibles. Le galvanomètre thermique de Duddell a été employé quelquefois, mais est extrêmement délicat. La méthode la plus commode est celle qu'a indiquée Kennedy : elle repose sur l'emploi d'un détecteur Fessenden (bolomètre) consistant en un fil extrêmement fin en platine de quelques microns de diamètre. On peut employer deux procédés pour mesurer l'échauffement de ce fil ; soit avec un pont de Wheatstone, soit au moyen d'un milliampère.

Dans le premier cas, les deux bras opposés du pont doivent contenir des inductances égales ; la diagonale qui contient le galvanomètre est également munie d'une inductance, pour empêcher le courant alternatif de passer ailleurs que dans le bolomètre : d'autre part, un condensateur intercalé sur la ligne à étudier empêche que le courant continu de la pile placée dans la deuxième diagonale du pont de Wheatstone puisse y passer. Le pont est d'abord équilibré en courant continu, puis on fait passer le courant alternatif dans le bolomètre et l'on rétablit l'équilibre du pont, qui s'est trouvé détruit par suite de l'augmentation de résistance du bolomètre. En même temps, on mesure la valeur de la tension au moyen d'un voltmètre thermique.

Dans la seconde méthode, on lit la déviation directe d'un milliampèremètre lorsqu'un courant alternatif traverse le bolomètre. Le montage comprend un circuit local contenant une pile, une clé, le milliampèremètre, une résistance et

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 23 février 1907, p. 288.



une inductance destinée à empêcher le courant alternatif de passer ailleurs que dans le bolomètre. Cet appareil est relié d'autre part à la ligne télégraphique ou téléphonique à étudier, dans laquelle on essaie, à l'extrémité transmettrice, un courant de fréquence donnée. Le courant du circuit local ne doit pas excéder 10 milliampères, sans quoi le bolomètre serait détruit.

Des expériences ont été faites par l'American Telephone and Telegraph C°. Cette administration a trouvé pour une boucle de fil de 615 kilomètres formée de deux fils de cuivre aérien, ayant une résistance de 6,55 ohms par kilomètre de boucle, une capacité de 0,005 mfd et une inductance de 2,3 millihenrys par kilomètre de boucle ; l'impédance à l'extrémité réceptrice était comprise entre 10 600 et 13 000 ohms pour une fréquence de 300 périodes environ.

R. R.

ÉCLAIRAGE

Essais de lampes à incandescence. — **S.-B. Spinney.** — *The Electrician*, 18 janvier 1907.

L'auteur publie les résultats d'expériences effectuées sur plus de 1 000 lampes provenant de 32 fabricants différents. Ces lampes avaient des puissances lumineuses comprises entre 1 et 50 bougies ; leur voltage était de 50 à 225 volts, et la consommation indiquée était comprise entre 3,1 et 4 watts par bougie. Ces lampes étaient neuves et furent essayées dans 41 installations différentes, qui avaient reçu chacune un lot de 6 à 82 lampes. Les séries de lampes essayées représentaient bien exactement des lampes commerciales normalement employées. Les résultats obtenus sont indiqués par les tableaux suivants :

TABLEAU I

Puissance lumineuse horizontale moyenne et consommation des lampes de 16 bougies.

CONSOMMATION INDIQUÉE	NOMBRE DE LAMPES essayées.	RÉSULTATS D'EXPÉRIENCES MOYENNES	
		Intensité moyenne horizontale.	Watts par bougie horizontale moyenne.
3,1	119	16,26	3,11
3,5	378	15,8	3,56
3,6	11	17,50	3,55
3,8	23	15,0	4,15
4,0	15	15,12	4,26

Les mesures d'intensité lumineuse moyenne horizontale furent faites avec un photomètre étalon de la Reichanstalt muni d'un écran Lummer-Brodhun. Les étalons secondaires employés étaient fournis par l'Electrical Testing Laboratories de New York City. Des étalons fixes étaient employés, et la lampe essayée était mise en rotation à la vitesse de 180 tours par minute environ. Les mesures de puissance étaient faites au moyen d'un voltmètre étalon et d'un ampèremètre étalon à courant continu. Le courant était fourni par une batterie d'accumulateurs de 60 éléments de 130 ampère-heures pour tous les essais sauf pour les essais des lampes à 220 volts.

Pour les essais de vide, on employait la méthode de la bobine d'induction. Une lampe était classée comme moyenne quand la décharge bleue du tube Geissler était visible, mais moins complète que dans les lampes classées comme mauvaises.

TABLEAU II

Sélection en °/₀ pour toutes les lampes de 16 bougies essayées.

TYPE DE LAMPE	NOMBRE ESSAYÉ	SÉLECTION °/₀
Lampes à 3,1 watts.	138	65,1
Lampes à 3,1 watts, nouvelles séries.	118	67,0
Lampes à 3,5 watts.	385	62,0
Lampes à 3,5 watts, nouvelles séries.	335	63,3
Lampes à 3,6 watts.	11	18,2
Lampes à 3,8 watts.	23	56,5
Lampes à 4 watts.	15	60,0

Les résultats indiqués dans les tableaux se rapportent à deux lots de lampes qui sont désignés sous le nom d'anciennes et de nouvelles séries. Pour déterminer la sélection, on a pris comme limites de tolérance 1,5 bougies au-dessus et 1,5 bougies au-dessous de la puissance lumineuse indiquée, et 6 °/₀ au-dessus ou au-dessous de la consommation spécifique indiquée.

TABLEAU III

Résultats des essais à vide.

TYPE DE LAMPE	NOMBRE ESSAYÉ	VIDE		
		ÉLEVÉ	MOYEN	FAIBLE
Tous les types. .	651	496,0	75,0	80,0
°/₀.	100	76,1	11,5	12,3



Les résultats principaux de ces essais peuvent être résumés de la façon suivante :

1° Il y a de fortes variations dans les lampes à incandescence existant sur le marché : au point de vue de la sélection, au point de vue de la consommation spécifique, au point de vue de la puissance lumineuse, au point de vue du vide ;

2° Environ 62 % des lampes de 16 bougies sont bonnes ;

4° Environ 76 % des lampes sont convenablement vidées.

R. R.

***Étude sur les étalons lumineux et sur l'état actuel des lampes à incandescence à haut voltage.* — Cl. Paterson.** — *The Electrician*, 25 janvier 1907.

Pendant les deux dernières années, on a fait des études pour déterminer le rapport des intensités lumineuses des trois principaux étalons servant aux mesures photométriques, la lampe Carcel, la lampe Hefner et la lampe au pentane.

Influence des conditions atmosphériques. — Les conditions atmosphériques exercent une influence importante sur le fonctionnement des étalons à flamme. Les principales variations que peut présenter l'atmosphère d'une chambre photométrique sont les suivantes :

1° Variation dans la teneur en acide carbonique ;

2° Variation dans la teneur en vapeur d'eau ;

3° Variation dans les proportions d'oxygène et d'azote ;

4° Variation de pression barométrique.

En ce qui concerne les variations de la teneur en acide carbonique, différents échantillons d'air ont été prélevés au voisinage des lampes pendant une série de mesures.

TABLEAU I

TEMPS ÉCOULÉ depuis L'ALLUMAGE (heures.)	PUISSANCE LUMINEUSE de la lampe au pentane. c. p.	TENEUR EN CO^2 EN LITRES par mètre cube.	TENEUR EN VAPEUR D'EAU par mètre cube d'air pur.
»	10,06	0,55	9,0
3/4	9,75	0,9	10,6
1 3/4	9,60	1,4	11,0
3 1/2	9,45	,8	11,8
4 1/4	9,33	1,9	12,2

Pour augmenter l'effet produit par l'acide carbonique, on éleva artificiellement la teneur à 1,9 litres par mètre cube, la chambre photométrique étant fermée.

Les résultats sont exprimés par le tableau I.

On voit que la variation de l'intensité lumineuse atteint 5 %. Le Dr Liebenthal a trouvé que l'intensité lumineuse d'une lampe Hefner varie de 0,7 % par litre d'acide carbonique contenu dans un mètre cube d'air.

En ce qui concerne l'influence de la vapeur d'eau, on peut dire que cette influence constitue l'une des causes les plus importantes des variations présentées par les lampes à flamme, et on ne peut pas y remédier en ventilant la chambre photométrique. La teneur en humidité varie journellement. La variation totale par exemple que peut subir une lampe au pentane du fait de l'humidité atteint 10 % entre l'été et l'hiver : entre deux jours consécutifs, elle est souvent de 2 à 3 %. Les variations présentées par la lampe Hefner de ce fait sont moindres que celles de la lampe au pentane.

La formule suivante lie la puissance lumineuse et la teneur en humidité pour la lampe au pentane de 10 bougies :

$$\text{intensité lumineuse} = 10 - 0{,}066\,(10 - \varepsilon),$$

ε étant le nombre de litres de vapeur d'eau par mètre cube d'air sec.

On peut observer, d'après cette formule, que la puissance lumineuse de la lampe a sa valeur normale quand le volume de la vapeur d'eau est de 10 litres, ce qui représente à peu près la valeur moyenne de l'humidité pendant une période de trois années (1897-1899).

Pour la lampe Hefner, la formule obtenue est la suivante :

$$\text{intensité lumineuse (unité au pentane)} = 0{,}914 + 0{,}006\,(8{,}8 - \varepsilon).$$

Le Dr Liebenthal a trouvé la formule suivante, établie en admettant le chiffre de 0,914 comme valeur du rapport de l'unité Hefner à l'unité au pentane :

$$\text{puissance lumineuse (unité au pentane)} = 0{,}914 + 0{,}005\,(8{,}8 - \varepsilon).$$

Des expériences analogues faites sur la lampe Carcel ont montré que les résultats obtenus avec cette lampe sont beaucoup moins constants que les résultats obtenus avec les deux précédentes



En ce qui concerne la proportion d'oxygène et d'azote dans l'air, l'auteur a fait des expériences dans une chambre contenant 130 mètres cubes d'air et a trouvé que la puissance lumineuse de la lampe au pentane baisse de 1 à 1,5 % par heure. Dow a trouvé une diminution de 2,5 % par heure dans une chambre de 400 mètres cubes. Dans une petite chambre photométrique, on doit facilement arriver à des diminutions de 7 à 10 %.

Ces différents chiffres montrent comment il se fait que l'on obtient souvent des résultats non concordants quand on utilise comme étalon une lampe à flamme sans prendre les précautions minutieuses qu'exige son emploi.

En ce qui concerne la pression barométrique, les variations n'amènent pas de si grandes variations que les variations de la teneur en humidité, dans des conditions normales. Pour une pression barométrique élevée, la puissance lumineuse tend à augmenter, mais la valeur de l'augmentation ou de la diminution varie beaucoup avec le type de flamme. Elle est de 0,8 % environ par 10 millimètres de variation de la pression barométrique pour la lampe au pentane de 10 bougies : pour la lampe Hefner, la variation de puissance lumineuse est d'environ 1 % pour une variation de 10 millimètres dans la pression barométrique. Les formules les plus approchées pour exprimer les variations de puissance lumineuse en fonction des variations barométriques sont les suivantes :

lampes au pentane : puissance lumineuse

$$= 10 - 0{,}008\,(760 - b);$$

lampe Hefner (unité au pentane) :

puissance lumineuse $= 0{,}914 - 0{,}0001\,(760 - b)$.

Mesures photométriques. — D'après les différents résultats obtenus, l'unité Hefner vaut 0,914 unité au pentane, et l'unité Carcel vaut 0,982 unité au pentane.

En ce qui concerne l'emploi des différentes lampes étalon, on a trouvé que la lampe Carcel présente une constance bien inférieure à celle des deux autres, à cause des difficultés que l'on a à reproduire les mêmes conditions de capillarité dans les mèches employées. Au point de vue du réglage, la lampe au pentane semble être d'un ajustement plus facile ; sa flamme est plus stable parce qu'elle n'est pas placée à l'air libre, mais est enfermée dans un verre. Au point de vue de la nature de la lumière produite, la lampe au pentane donne une lumière plus blanche que la lampe Hefner ; la teinte est à peu près la même que celle de la lumière d'une lampe Carcel.

Étalons secondaires photométriques. — L'auteur a fait différentes séries d'essais sur des lampes électriques à haut voltage employées comme étalons secondaires. Ces essais étaient faits en vue de déterminer la constance sur laquelle on peut compter. Ces lampes doivent être établies avec une grosse ampoule pour éviter le noircissement.

Dix lampes ainsi établies par la Société Ediswan furent essayées pendant une durée comprise entre 400 et 600 heures sur un circuit dont la tension était réglée d'une façon minutieuse. La puissance lumineuse était mesurée à de courts intervalles de temps pendant cet essai. La consommation spécifique fut égale à 4,5 watts par bougie au début, et à 4,3 watts par bougie au bout de 500 heures. Plusieurs lampes ont présenté, pendant 200 heures de suite, une puissance lumineuse constante. Le fonctionnement des filaments préparés spécialement pour une puissance lumineuse constante n'est pas toujours le même.

En ce qui concerne les étalons photométriques à basse tension, le problème peut être considéré comme résolu. Un filament convenablement préparé pour son emploi comme étalon, fonctionnant environ 10 minutes par jour pendant cinq jours par semaine, peut être employé pendant deux ou trois ans au moins sans présenter une variation de 0,5 % dans sa puissance lumineuse, pourvu qu'on ne le soumette pas à une surtension.

Mais quand on ne dispose que de courant à une tension relativement élevée, il est essentiel que la lampe étalon et la lampe à étudier soient branchées en parallèle, de façon à réduire au minimum les effets des variations de tension. Il faut alors ou bien employer une lampe étalon à faible voltage avec une résistance en série, ou bien se servir d'une lampe à haut voltage suffisamment constante. La méthode qui consiste à employer une lampe à bas voltage avec une résistance en série n'est pas aussi bonne qu'il semble à première vue : si les variations de tension sont importantes, il est essentiel que le coefficient de température de la résistance soit le même que celui de la lampe.

Dans des essais faits par l'auteur, six modèles de lampes de 16 bougies à haut voltage ont donné des résultats qu'indique le tableau II.

TABLEAU II

MODÈLE DE LAMPE	NOMBRE ESSAYÉ	CONSOMMATION INITIALE par bougie.	CHUTE D'INTENSITÉ LUMINEUSE en % par 100 heures.
A	5	3,4	4,6
B	4	4,2	0,9
C	3	4,1	1,7
D	8	4,0	3,7
E	11	4,5	2,9
F	6	3,7	3,5

D'après ces chiffres, il ne semble pas douteux qu'il soit possible d'établir des lampes à incandescence suffisamment constantes pour de hauts voltages. En faisant un choix dans un lot assez important, on a pu trouver des lampes aussi bonnes, pour l'application en vue, que les lampes étalons à basse tension.

(A suivre.) R. R.

ÉLECTROCHIMIE

Variation de la polarisation pendant les phénomènes électrolytiques. — **Danneel.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 décembre 1906.

Si l'on électrolyse une solution de sulfate de cuivre, la cathode se recouvre de cuivre et l'anode se recouvre d'oxygène. Pour une tension inférieure à la tension de décomposition du sulfate de cuivre, les quantités de métal ou de gaz déposées sont très faibles, et la polarisation des électrodes équivaut à la f. é. m. agissante. Si l'on augmente celle-ci, on arrive à un point où la cathode est entièrement couverte de cuivre et où l'anode est recouverte d'oygène à la pression atmosphérique. La polarisation est égale à la force électromotrice de la chaine :

$$PtO^2/CuSO^4/Cu.$$

Si l'on augmente encore la tension, la force contre-électromotrice ne peut pas s'élever et il passe un courant intense à travers l'électrolyte. Le point où la courbe présente ainsi un coude est la tension de décomposition du sel. Si d'avance on recouvre l'anode de O^2 à la pression atmotsphérique, en laissant monter des bulles d'oxygène contre une anode platinée, le potentiel anodique reste constant pendant l'expérience. La f. é. m. indique alors la variation du potentiel cathodique.

On obtient ainsi avec la même tension des intensités de courant très différentes suivant qu'on lit l'intensité du courant aussitôt après l'application d'une nouvelle différence de potentiel ou quelque temps après. Cette variation dans le temps de l'intensité du courant pour une tension constante supérieure à la tension de décomposition donne un moyen pour étudier le fonctionnement des électrodes et les phénomènes qui se produisent. Immédiatement après l'application de la tension E, on obtient un courant intense calculable d'après la formule

$$E - e = iw,$$

e représentant la tension de polarisation, i le courant et w la résistance. Par suite du passage du courant, des ions-cuivre disparaissent au voisinage de la cathode et la solution s'apauvrit ; il se produit à la cathode une augmentation du potentiel qui est donné par la formule :

$$e = \frac{RT}{2} \log(P_{Cu}/C_{Cu}).$$

Pour la température normale d'un laboratoire :

$$e = 0{,}027 \log(P_{Cu}/C_{Cu}).$$

Dans cette formule, C_{Cu} désigne la concentration et P_{Cu} le potentiel pour la concentration $C_{Cu} = 1$. La force contre-électromotrice augmentant de valeur, le courant diminue d'intensité et s'approche asymptotiquement d'une valeur minima. Si le cuivre qui disparaît n'était pas remplacé par diffusion, le courant s'annulerait rapidement, car il n'y aurait plus aucun ion Cu à séparer. Au bout d'un temps suffisamment long, on arrive à une région pour laquelle il y a équilibre entre la quantité de cuivre séparé par le courant et la quantité de cuivre renouvelé par diffusion. Cette région est celle pour laquelle le courant présente son intensité minima. On peut accélérer les phénomènes en agitant la solution.

Les phénomènes sont plus compliqués si l'on travaille à intensité constante et si l'on détermine la différence de potentiel de la cathode par rapport à une électrode normale. Si l'on établit le courant, on obtient d'abord une très faible différence de potentiel correspondant à la tension de décomposition de l'eau. Avec la disparition des ions Cu des environs de la cathode la

tension croît suivant une courbe logarithmique d'après la formule de Nernst. Si tout le cuivre a disparu, la courbe monte verticalement. Quand la différence de potentiel s'élève, on arrive finalement dans la région où l'autre cation, l'ion hydrogène commence à se séparer. Au moment où se produit un dégagement d'hydrogène, la tension redevient constante. Ces phénomènes sont extrêmement importants pour le raffinage électrolytique des métaux.

E. B.

MESURES

***Méthode pour rendre constante la différence de potentiel aux bornes des batteries employées dans les mesures.* — W.-P. White.** — *The Electrician*, 1er février 1907.

Pour l'exécution d'un certain nombre de mesures, on a besoin d'une source à potentiel constant et l'on emploie pour cela des accumulateurs.

L'auteur indique un dispositif à double batterie destiné à donner une différence de potentiel constante : ce dispositif repose sur le principe connu que, quand une batterie se charge et débite un courant presque égal au courant de charge, un très faible courant traverse la batterie qui assure la constance de la tension. Dans le dispositif de l'auteur, on emploie le montage suivant :

Trois circuits sont en parallèle : l'un contient une batterie et une boîte de résistance B. Le deuxième contient une autre batterie de plus faible tension v et de résistance b. Le troisième circuit contient l'appareil d'utilisation dans lequel on veut faire passer un courant sous une différence de potentiel constante. Sa résistance est R. En réglant convenablement la résistance B, il est possible de rendre l'intensité dans la deuxième branche aussi faible que l'on veut. Le courant I_2 dans cette branche a pour valeur :

$$\frac{VR - v(B+R)}{BR + b(B+R)}. \qquad (1)$$

La condition pour que ce courant ait une intensité nulle est évidemment la suivante :

$$\frac{V}{v} = \frac{B+R}{R}. \qquad (2)$$

Si l'on a $V = 2v$, $B = R$. Dans ce cas, le réglage est particulièrement facile, puisque toute modification dans R peut être approximativement compensée par une même modification de B. Cette disposition peut être adoptée avec le nombre le plus petit possible d'éléments, trois éléments. Dans ce qui suit, il suffit de discuter ce cas particulier. Si V varie — comme on doit le supposer, car sans cela on n'aurait aucune raison d'employer plus d'un élément — ou si le réglage de B n'est pas exact, l'effet sur la tension de la batterie de la deuxième branche est faible. Par exemple, si le courant I_1 passant dans la première branche produit une variation de 1 % sur V, le courant résultant dans la deuxième branche sera les 2 % de I_1 et produira une variation de v inférieure à 0,02 %. Si la variation sur V est de 10 %, la variation sur v peut n'être que de 2 %, auquel cas ce dispositif est un peu meilleur que celui de trois éléments en parallèle. Le courant que l'on veut régler, I_3, a pour valeur :

$$\frac{v + V(b/B)}{R + (R+B)(b/B)}. \qquad (3)$$

Ce courant a pour valeur v/R tant que la condition (2) est satisfaite ; quelle que soit la résistance en (2) ou toute variation de V.

Par conséquent, en introduisant un ampèremètre dans la deuxième branche et en ajustant B de façon que I_2 reste approximativement nul, on peut donner à I_3 une valeur aussi voisine de v/R qu'on le désire. Si V ou le réglage de B varient, I_3 varie aussi, c'est-à-dire que les conditions qui déterminent le passage d'un courant à travers la deuxième branche et qui entraînent par suite une variation de v produisent ainsi, pour une autre raison, une variation de I_3, que v varie ou non. Cette seconde variation est à peu près proportionnelle à (b/B) et peut être rendue très faible. Le dispositif décrit par l'auteur donne de meilleurs résultats avec des batteries de faible résistance. Il est aussi mieux adapté pour augmenter considérablement la constance d'une batterie à peu près constante que pour améliorer une batterie peu constante.

R. R.

***Sur la constance des thermo-éléments employés dans les pyromètres électriques.* — W.-P. White.** — *The Electrician*, 1er février 1907.

Les erreurs que présentent les indications des

thermo-éléments employés en pyrométrie sont entièrement dues à une seule cause, la non-homogénéité des métaux, qui détermine l'apparition de forces électromotrices parasites en un ou plusieurs points des fils et qui rend les indications de l'appareil sujettes à des variations dues aux fluctuations de température suivant la longueur.

Les propriétés thermo-électriques des fils sont généralement déterminées par un essai dans lequel on déplace une source de chaleur, telle qu'un bec Bunsen, le long du fil étudié. Cette méthode est très simple et permet généralement de déceler la présence des parties non homogènes du circuit. Mais dans un thermo-élément tel que ceux usuellement employés, la f. é. m. ne varie pas pour les différentes parties du circuit qui sont à une température uniforme, mais dépend de la différence de pouvoir thermo-électrique de deux fils, dont chacun passe d'une région chaude à une région froide. Dans la méthode indiquée, les erreurs viennent facilement s'accumuler. Pour éviter cet inconvénient, l'auteur déconnecte une extrémité du fil et complète le circuit par un fil auxiliaire qui touche l'autre à peu près sur la position chauffée.

L'effet d'une hétérogénéité chimique est pratiquement négligeable dans les fils de platine thermo-électriques du commerce, dans le cuivre commercial, et dans le constantan. Un durcissement du métal rend celui-ci plus uniforme et le met à l'abri des variations futures. Le constantan et le cuivre peuvent devenir chimiquement hétérogènes par suite de la formation d'une pellicule d'oxyde ou d'un autre revêtement. Même à des températures ordinaires et dans une pièce bien ventilée, il peut se produire en peu de mois une erreur de ce genre, atteignant 2,5 °/₀. En grattant cette pellicule, on ramène l'élément thermo-électrique à son état primitif.

Le platine aux températures élevées présente des impuretés qui pénètrent dans le métal. Le charbon, le gaz d'éclairage produisent ce résultat uniquement par suite de leur action destructrice sur d'autres substances susceptibles d'attaquer le platine, parmi lesquelles on peut citer le fer et le silicium. Dans une atmosphère oxydante, les silicates et les oxydes de fer ne produisent pas d'effet, mais au delà de 900°, le platine est altéré en présence de petites quantités de rhodium et particulièrement d'iridium, soit purs, soit sous forme d'alliages avec le platine. Tous ces métaux sont un peu volatils aux températures élevées. Les impuretés qui produisent l'altération ne peuvent pas être enlevées, mais peuvent être évitées si l'on enferme le thermo-élément dans un tube de porcelaine Marquardt qui résiste aux températures jusqu'à 1 500°.

Quand on emploie des éléments altérés, il faut les comparer fréquemment avec des étalons dans des conditions telles que le gradient de température le long du fil altéré soit toujours le même. Il est bon de faire toujours de fréquents étalonnages des éléments ou platine pour contrôler leur fonctionnement. Les thermo-éléments en platine-rhodium et en constantan-cuivre peuvent, lorsqu'ils sont employés avec des précautions convenables, donner des résultats exacts à 0,005 °/₀ près. Avec le platine, l'erreur est inférieure à un vingtième de degré à 1 000° ; avec le constantan, elle est inférieure à 0,002 degrés pour des mesures au delà de 40°.

R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. | Samedi 9 Mars 1907. | 14e Année. — N° 10.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DU RÉCEPTEUR TÉLÉPHONIQUE (*suite*)(1).

V. — THÉORIE DES COURANTS DE FOUCAULT

D'après ce que nous avons dit, ces courants semblent jouer un rôle important dans le fonctionnement des appareils.

Nous distinguerons les courants qui se ferment dans le noyau et ceux qui se ferment dans la plaque.

I. — Section circulaire.

A. — Courants dans le noyau de l'électro-aimant.

Nous assimilerons la bobine à un solénoïde indéfini ou à un tore dont le rayon serait grand vis-à-vis du rayon du cercle générateur. On sait que, i étant le courant qui circule autour de ces noyaux, le champ d'induction magnétique à l'intérieur est constant et sa valeur est :

$$H_1 = 4\pi\mu ki.$$

μ est la perméabilité magnétique, et ki représente le nombre d'ampère-tours par millimètre de longueur, ce qui fait que H est exprimé en unités C. G. S.

Si maintenant nous supposons i variable, il se produit à l'intérieur de la masse métallique des courants de Foucault ; soit jdr le courant de Foucault mesuré en ampères, circulant dans

(1) *Éclairage Électrique*, tome L, 23 février 1907, page 257.

un espace compris entre deux circonférences concentriques à l'axe du solénoïde de rayons r et $r+dr$ et ayant un millimètre de hauteur.

Le champ dû à ce courant et régnant dans cet espace est :

$$H_2 = 4\pi\mu j dr.$$

La constante k est ici égale à 1, car on peut dire qu'il n'y a qu'une spire sur une longueur de 1 millimètre.

Le champ total est donc en C. G. S. à la distance r de l'axe :

$$H = H_1 + H_2 = 4\pi\mu k i + 4\pi\mu \int_r^{r_0} j dr,$$

r_0 étant le rayon du noyau

$$\frac{dH}{dr} = -4\pi\mu j.$$

Quant au flux qui traverse la circonférence de rayon r, il est égal à :

$$2\pi \int_0^r H r dr,$$

car $2\pi r dr$ est la surface d'une couronne infiniment petite comprise entre les cercles de rayons r et $r+dr$.

La force électromotrice d'induction est la dérivée du flux par rapport au temps : si nous admettons qu'il est proportionnel à $e^{\omega t}$, sa dérivée est

$$2\pi\omega \int_0^r H r dr.$$

Si nous écrivons que la force électromotrice est égale au produit de la résistance par l'intensité, nous aurons une deuxième relation entre j, H, et r.

Or le courant est jdr exprimé en ampères.

La longueur du circuit étant $2\pi r$, sa hauteur 1 millimètre, et sa largeur dr, si C est la conductibilité, la résistance de ce circuit infiniment mince est

$$\frac{2\pi r}{C . dr . 1^{mm}}$$

d'où l'égalité

$$2\pi r . j . dr = 2\pi C dr . \omega \int^r H r dr,$$

ou :

$$jr = C\omega \int_0^r H r dr$$

ou :

$$\frac{d(jr)}{dr} = C\omega H r.$$

On a donc les 2 relations

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dH}{dr} &= -4\pi\mu j \\ \frac{d(jr)}{dr} &= C\omega H r \end{aligned} \right.$$

d'où en multipliant la première par r et différentiant :

$$r\frac{d^2H}{dr^2} + \frac{dH}{dr} = -4\pi\mu \frac{d}{dr}(jr) = -4\pi\mu C\omega H r$$

ou

$$\frac{d^2H}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dH}{dr} + \alpha^2 H = 0$$



avec

$$\alpha^2 = 4\pi\mu C\omega.$$

Cette équation n'est autre que l'équation de Bessel, car on revient à la forme connue en posant

$$r = \frac{x}{\alpha}$$

ce qui donne :

$$\frac{d^2H}{dx^2} + \frac{1}{x}\frac{dH}{dx} + H = 0.$$

Cette équation admet comme solution celle des fonctions de Bessel que l'on désigne habituellement par J_0 d'où

$$H = J_0(\alpha r).$$

Mais α^2 est une imaginaire pure comme ω ; donc α est imaginaire et son argument est égal à 45°. Les formules de Bessel s'appliquent d'ailleurs dans ce cas.

On peut voir sur l'équation elle-même que si α est très grand, on a sensiblement $H = 0$, c'est-à-dire que le champ se trouve à la surface du noyau ; si au contraire $\alpha = 0$, le champ est constant à l'intérieur du noyau.

Par exemple pour la fréquence 1000, on a

$$\omega = 2\pi . 10^3 \sqrt{-1}.$$

Si on prend

$$\left.\begin{matrix} C = 10^4 \\ \mu = 10 \end{matrix}\right\} \text{en C. G. S.}$$

il vient :

$$4\pi\mu C\omega = 80\sqrt{-1}.$$

II. — Noyau de forme quelconque.

Nous assimilerons encore le noyau à un solénoïde indéfini, mais de section quelconque ; les lignes de force sont parallèles à une certaine direction que nous prendrons pour axe des z.

Soient u, v, w les composantes du courant suivant les trois axes ; on a évidemment : $w = 0$.

Pour retrouver les relations entre le champ et le courant nous appliquerons l'égalité :

$$\mathfrak{T} = 4\pi I.$$

$\mathfrak{T}$ étant le travail d'une masse magnétique égale à 1 le long d'un circuit traversé pendant l'unité de temps par une quantité d'électricité égale à I.

Appliquons la formule à un rectangle infiniment petit dont les côtés sont parallèles aux axes ox et oz (fig. 4).

On a :

$$\mathfrak{T}_{AB} = -Hdz$$

$$\mathfrak{T}_{CD} = \left(H + \frac{\partial H}{\partial x}dx\right)dz$$

$$\mathfrak{T}_{BC} = \mathfrak{T}_{DA} = 0.$$

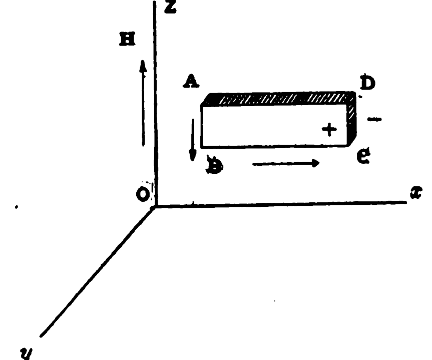


Fig. 4.

D'autre part si nous assimilons le rectangle à un feuillet magnétique dont la face positive serait en avant, la quantité d'électricité qui y passe pendant l'unité est, avec les conventions ordinaires de signe,

$$I = -v dx dz,$$

d'où enfin :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = -4\pi v.$$

Dans cette formule H représente, par définition, le champ magnétique en un point du noyau ; si nous voulons qu'il représente le champ d'induction, il faut multiplier le résultat par μ et finalement on a :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = -4\pi\mu v. \qquad (1)$$

On trouverait de même, le long d'un rectangle de côtés dz et dy :

$$\frac{\partial H}{\partial y} = 4\pi\mu w. \qquad (2)$$

Ceci posé, soit un contour quelconque dans le plan des xy. Le flux d'induction qui le traverse est :

$$\int H d\sigma$$

H étant le champ d'induction à l'intérieur de l'élément d'aire $d\sigma$.

La force électromotrice d'induction qui est la dérivée par rapport au temps du flux est :

$$\omega \int H d\sigma$$

en supposant encore toutes les quantités proportionnelles à $e^{\omega t}$.

Écrivons que dans ce circuit on a :

$$E = RI.$$

Or, si C est la conductibilité, on sait que :

$$RI = \frac{1}{c}\int_L (udx + vdy) = \frac{1}{c}\iint\left(\frac{dv}{dx} - \frac{du}{dy}\right)d\sigma$$

d'où on tire :

$$\frac{dv}{dx} - \frac{du}{dy} = C\omega H$$

et en se servant des équations (1) et (2)

$$\Delta H = -4\pi\mu\left(\frac{dv}{dx} - \frac{du}{dy}\right) = -4\pi\mu C\omega H.$$

Donc H est solution de l'équation :

$$\Delta H + \alpha^2 H = 0$$

en posant

$$\alpha^2 = 4\pi\mu C\omega.$$

Pour intégrer, il faut établir les conditions aux limites.

Or, le courant est tangent à la surface du noyau, ce qui donne dans le cas de notre noyau cylindrique

$$\frac{u}{v} = \frac{dx}{\partial y}$$

ou

$$u\partial y - v\partial x = 0$$

$$\frac{\partial H}{\partial y} dy + \frac{\partial H}{\partial x} dx = 0$$

ou :

$$H = \text{constante}$$

à la surface du noyau.

Cette valeur constante est d'ailleurs celle qui se rencontrerait s'il n'y avait pas de courants de Foucault : c'est le champ qui régnerait à l'intérieur d'une bobine dont le noyau serait une matière non conductrice de perméabilité μ. Nous l'avons appelé : $4\pi\mu K i$.

Cas particulier. — Nous avons déterminé H quand le noyau était circulaire ; supposons maintenant la section rectangulaire et limitée par 4 droites d'équations

$$x = \pm a \qquad y = \pm b.$$

Pour trouver H nous partirons des 2 identités :

$$1 = \frac{4}{\pi}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m}\cos\frac{m\pi x}{2a}$$

$$1 = \frac{4}{\pi}\sum \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{m}\cos\frac{n\pi y}{2b}.$$

Ces deux identités se démontrent facilement par la formule de Fourier, en cherchant le développement en série trigonométrique d'une fonction qui reste égale à 1 lorsque la variable reste comprise entre 2 limites égales et de signe contraire :

$$-a < x < a \qquad \text{ou} \qquad -b < y < b.$$

Dans ces formules m et n prennent des valeurs impaires et positives.

Il résulte de là qu'en multipliant ces 2 séries, on arrive à une nouvelle identité :

$$1 = \frac{16}{\pi^2}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b}.$$

Ceci posé, si nous prenons

$$H = 1 + \frac{16}{\pi^2}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\,\frac{\alpha^2}{\frac{m^2\pi^2}{4a^2}+\frac{n^2\pi^2}{4b^2}-\alpha^2}\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b}$$

il est facile de voir que H satisfait bien aux conditions demandées.

En effet :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \frac{16}{\pi^2}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\times\frac{-\frac{m^2\pi^2}{4a^2}\alpha^2}{\frac{m^2\pi^2}{4a^2}+\frac{n^2\pi^2}{4b^2}-\alpha^2}\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b}.$$

De même :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial y^2} = \frac{16}{\pi^2}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\times\frac{-\frac{n^2\pi^2}{4b^2}\cdot\alpha^2}{\frac{m^2\pi^2}{4a^2}+\frac{n^2\pi^2}{4b^2}-\alpha^2}\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b},$$

d'où enfin :

$$\Delta H + \alpha^2 H = \frac{16}{\pi^2}\sum \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\times\frac{\left(-\frac{m^2\pi^2}{4a^2}-\frac{n^2\pi^2}{4b^2}+\alpha^2\right)\alpha^2}{\frac{m^2\pi^2}{4a^2}+\frac{n^2\pi^2}{4b^2}-\alpha^2}\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b}+\alpha^2$$

ou :

$$-\frac{16}{\pi^2}\sum\frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}+\frac{n-1}{2}}}{m.n}\times\alpha^2\times\cos\frac{m\pi x}{2a}\cos\frac{n\pi y}{2b}+x^2=0.$$

en vertu de l'identité précédemment décrite. Donc H satisfait bien à l'équation aux dérivées partielles proposée.

En outre, on voit immédiatement que

$$H=1 \qquad \text{pour} \qquad x=\pm a \qquad \text{ou} \qquad y=\pm b$$

car chaque terme de la série s'annule.

Grandes fréquences. — Lorsque le noyau a une section de forme compliquée on arrive à des calculs inextricables. Mais lorsque α^2 est grand, c'est-à-dire dans le cas des courants de haute fréquence, on peut appliquer à un noyau de forme quelconque une formule approchée.

Remarquons d'abord que le champ H étant supposé périodique, on a :

$$H=H_1+H_2\sqrt{-1}$$

le module de H représentant, suivant les conventions habituelles, l'amplitude du champ et l'argument représentant la phase ; en outre α^2 est imaginaire et on peut poser :

$$\alpha^2=\beta\sqrt{-1}$$

d'où on tire, en vertu de l'équation aux dérivées partielles :

$$\left\{\begin{array}{l}\Delta H_1=\beta H_2\\ \Delta H_2=\beta H_1.\end{array}\right.$$

Ces notations étant admises, je dis que le module de H est à l'intérieur du noyau toujours plus petit que sur la surface : en effet, soit :

$$P=H_1^2+H_2^2.$$

On trouve facilement en différentiant 2 fois :

$$\Delta P=2H_1\Delta H_1+2H_2\Delta H_2+2\left(\frac{\partial H_1}{\partial x}\right)^2+2\left(\frac{\partial H_1}{\partial y}\right)^2+2\left(\frac{\partial H_2}{\partial x}\right)^2+2\left(\frac{\partial H_2}{\partial y}\right)^2$$

et, en tenant compte des valeurs précédemment trouvées pour ΔH_1 et ΔH_2,

$$\Delta P=\partial\left[\left(\frac{\partial H_1}{\partial x}\right)^2+\left(\frac{\partial H_1}{\partial y}\right)^2+\left(\frac{\partial H_2}{\partial x}\right)^2+\left(\frac{\partial H_2}{\partial y}\right)^2\right]>0.$$

Cette condition montre que P ne peut avoir de maximum à l'intérieur du noyau, car si cette fonction était maxima en un certain point, on pourrait autour de ce point décrire une sphère suffisamment petite pour qu'en chaque point de sa surface on ait

$$\frac{dP}{dn}<0,$$

la dérivée étant prise suivant la normale extérieure et par suite l'intégrale suivant la surface sphérique serait

$$\iint\left(\frac{dP}{dn}\right)d\sigma<0,$$

mais cela est impossible car en vertu de la formule de Green, on a :

$$\iint_S\left(\frac{dP}{dn}\right)d\sigma=\iiint_V\Delta P.\,dxdydz$$

l'intégrale triple étant prise à l'intérieur du volume de la sphère et étant évidemment positive.

Comme cependant il y a dans le noyau une valeur de H plus grande que toutes les autres, cette valeur ne peut se rencontrer que sur la surface du noyau, et on voit en passant que le champ à l'intérieur est moindre que celui qui régnerait s'il n'y avait pas de courants de Foucault.

Il est maintenant facile d'obtenir une équation approchée.

Considérons un point de la surface et prenons pour axe ox, la normale intérieure au noyau ; l'axe oz est la génératrice passant par ce point, et par suite oy n'est autre que la tangente à la section droite du noyau cylindrique. Soit une région intérieure au noyau, située dans le voisinage de ce point : en tout point de cette région, le champ satisfait à l'équation :

$$\frac{d^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \alpha^2 H = 0.$$

Si tous ces points sont suffisamment rapprochés du point de la surface pris pour origine des coordonnées, les quantités

$$\frac{\partial H}{\partial x} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 H}{\partial x^2}$$

varient très rapidement quand α est très grand, car le champ est alors très faible à l'intérieur du noyau ; au contraire les quantités

$$\frac{\partial H}{\partial y} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 H}{\partial y^2}$$

restent finies. On peut donc écrire l'équation approchée

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \alpha^2 H = 0$$

équation valable pour des points infiniment voisins de la surface du noyau.

Cette équation s'intègre immédiatement et admet pour solution :

$$H = Ae^{\alpha x\sqrt{-1}} + Be^{-\alpha x\sqrt{-1}}$$

A et B étant des constantes par rapport à x, mais fonctions de y. Supposons pour fixer les idées, que le signe de α soit tel que la partie réelle de $\alpha\sqrt{-1}$ soit négative ; la partie réelle du deuxième terme est alors positive, et comme α est grand, ce terme croît très rapidement, et H peut devenir plus grand pour une certaine valeur de x que sur la surface. Or cela est impossible ; il faut donc que B soit très petit devant A et finalement on peut écrire :

$$H = Ae^{\alpha x\sqrt{-1}}$$

d'où :

$$\frac{\partial H}{\partial n} = \alpha\sqrt{-1}\, H.$$

Nous aurons ainsi des équations analogues pour tous les points infiniment voisins de la surface du noyau, en prenant chaque fois comme axe ox la normale aux différents points de la surface.

A la limite, nous pourrons écrire l'équation :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = \alpha\sqrt{-1}\, H$$

applicable à tous les points de la surface du noyau. C'est l'équation approchée que nous avions en vue d'établir.



Dans le cas d'un noyau circulaire on aurait l'équation :

$$\frac{\partial H}{dr} = \alpha H \sqrt{-1}.$$

On trouverait pour H une fonction exponentielle de r qui, on le sait, est une valeur asymptotique des fonctions de Bessel.

INFLUENCE DES COURANTS DE FOUCAULT SUR LES COEFFICIENTS DE L'APPAREIL.

1° *Coefficient* M'. — Nous avons vu un peu plus haut que l'attraction du noyau sur la plaque était

$$H^2\varphi(x).$$

H étant le champ total, et de là on tirait le coefficient M'. Cette formule supposait essentiellement le champ H constant ; s'il n'en est pas ainsi, l'attraction de la plaque à une distance donnée est proportionnelle à l'intégrale

$$\int (H_0 + H)^2 d\sigma$$

H_0 étant le champ d'induction dû à l'aimantation permanente, et H celui dû à un courant i.

Par suite le coefficient M', d'après ce que nous avons dit plus haut, est proportionnel à l'intégrale de surface

$$\int H_0 \times H d\sigma,$$

le champ de cette intégrale étant l'aire de la section droite du noyau cylindrique.

Si nous supposons que le champ permanent est uniforme, le coefficient M' est alors proportionnel à

$$\int H d\sigma.$$

Or nous avons vu que la loi d'Ohm appliquée à la force électromotrice d'induction, donnait la relation

$$\omega \int_S H d\sigma = \frac{1}{C} \int_L (u ax + v dy)$$

l'intégrale curviligne étant prise suivant la courbe de section droite tracée sur le noyau, et comme

$$\left\{ \begin{aligned} u &= -\frac{1}{4\pi\mu} \frac{\partial H}{\partial y} \\ v &= \frac{1}{4\pi\mu} \frac{\partial H}{\partial x} \end{aligned} \right.$$

il vient :

$$\int_S H d\sigma = \int_L \left(\frac{\partial H}{\partial y} dx - \frac{\partial H}{\partial x} dy \right) \frac{1}{4\pi\mu C\omega}.$$

Or, sur une courbe quelconque, θ étant l'angle de la tangente avec ox, on a :

$$dx = ds \cos \theta$$
$$dy = ds \sin \theta$$

d'où :

$$\frac{\partial H}{\partial y} dx - \frac{\partial H}{\partial x} dy = \frac{dH}{dn} ds$$

$\frac{dH}{dn}$ étant la dérivée par rapport à la normale extérieure à la courbe. Ici la normale à cette

courbe de section droite, n'est autre que la normale à la surface cylindrique et on peut écrire en vertu de l'équation trouvée précédemment

$$\int_S H d\sigma = \int_L \frac{dH}{dn} ds \times \frac{1}{\alpha^2} = \int_L H \sqrt{-1} \frac{ds}{\alpha}$$

car

$$\frac{dH}{dn} = \alpha H \sqrt{-1}$$

et comme sur la surface on a :

$$H = \text{const}^{te}$$

$$\int_S H d\sigma = \frac{sH\sqrt{-1}}{\alpha}$$

s est le périmètre du noyau.

On a, à un facteur près, la valeur de M'.

S'il n'y avait pas de courants de Foucault, le champ serait uniforme et sa valeur serait :

$$\int_S H d\sigma = H\sigma$$

σ étant l'aire de la section du noyau.

Le rapport entre les deux coefficients M' que l'on obtient dans ces deux cas est donc :

$$\frac{sH\sqrt{-1}}{\alpha H\sigma} = \frac{s\sqrt{-1}}{\alpha . \sigma}.$$

Ce rapport est imaginaire, par suite cela revient à dire que l'effet des courants de Foucault est de décaler le champ par rapport aux oscillations de la membrane.

Ce décalage est d'ailleurs, puisque s et σ sont réels, la différence entre les arguments de $\sqrt{-1}$ et de α.

Or α^2 étant purement imaginaire, on a :

$$\arg \alpha^2 = \frac{\pi}{2}$$

d'où :

$$\arg \alpha = \frac{\pi}{4}$$

$$\arg \sqrt{-1} = \frac{\pi}{2}$$

d'où :

$$\arg \frac{s\sqrt{-1}}{\alpha\sigma} = \frac{\pi}{4}.$$

Quant au coefficient M', il est diminué dans le rapport

$$\frac{s}{\sigma . \alpha} = \frac{s}{\sigma\sqrt{8\pi^2\mu C \times n}}$$

n étant la fréquence du courant.

Dans le cas actuel α n'est jamais extrêmement grand et cette formule est grossièrement approchée.

Nous avons supposé, dans tout ce qui précède, que le champ H_0 était constant ; en réalité il n'en est pas ainsi. Le rapport entre les deux coefficients M' avec et sans courants de Foucault se trouve alors modifié et l'effet de ces courants peut être atténué.

2° *Coefficients* L *et* R. — Soient L' et R' la self-induction et la résistance vraies du cuivre de la bobine, et soit E la différence de potentiel aux bornes.

La loi fondamentale de l'induction

$$E = RI + \frac{d\Phi}{dt}$$

donne ici :

$$E = R'i + \omega \int H d\sigma.$$

S'il n'y avait pas de courants de Foucault le flux passant à travers le noyau serait : $L'i$ et on aurait :

$$E = R'i + \omega L'i.$$

Par l'effet des courants de Foucault, nous avons vu que le flux se trouve multiplié par

$$\frac{s\sqrt{-1}}{\alpha . \sigma}.$$

Cette quantité ayant un argument égal à $\frac{\pi}{4}$, on peut poser :

$$\frac{s\sqrt{-1}}{\alpha . \sigma} = \beta(1 + \sqrt{-1})$$

d'où :

$$E = R'i + \omega L'i \times \beta(1 + \sqrt{-1}).$$

Or si l'on pose :

$$E = R_1 i + L_1 \omega i$$

R_1 et L_1 représenteront ce qu'on pourra appeler la résistance et la self *observées*.

En comparant ces deux expressions, et égalant les parties réelles et imaginaires, il vient :

$$\begin{cases} R_1 = R' + \omega\sqrt{-1} . L'\beta \\ L_1 = L'\beta. \end{cases}$$

Donc la self est multipliée par β, et par suite elle est diminuée puisque tout ceci suppose α très grand et par suite β très petit.

Comme vérification on remarque que :

$$R_1 = R' + L_1 \omega \sqrt{-1}.$$

On a vu que :

$$R_1 = 272 \text{ ohms}$$
$$L_1 = 24 \text{ millihenrys}$$
$$R' = 140$$
$$\omega\sqrt{-1} = \frac{2\pi}{T} = 2\pi$$

car la période étant supposée égale à $\frac{1}{1\,000}$ de seconde, on a vu que dans le système adopté, l'unité de temps était justement $0^{sec},001$.

On doit donc vérifier, si nos déductions sont exactes, la relation précédente, ce qui est à peu près vrai.

(A suivre.) HENRI POINCARÉ.



L'ÉLECTROLYSE DES MÉLANGES (*Suite*) (1)

Étude expérimentale vérificatrice.

Quelques exemples généraux suffiront à éclairer cette question de l'électrolyse des mélanges dans tous les cas.

L'appareil était constitué par une cuve en verre de plusieurs litres de capacité, dans laquelle plongeaient latéralement deux anodes planes fixes et une cathode, au milieu des deux anodes, suspendue à une tige filetée pouvant tourner dans un écrou fixe. On pouvait ainsi faire varier d'une manière exactement déterminée la plongée de la cathode et en calculer la surface immergée correspondante. On avait d'ailleurs aussi directement cette surface d'après la partie mouillée de la cathode dans l'expérience. Il était nécessaire d'essuyer la partie supérieure de la cathode d'une expérience à la suivante, de manière que la partie émergée de la cathode ne fût pas humide, et que la partie électrolytiquement intéressée de la cathode fût ainsi toujours bien déterminée.

La tige filetée progressait de $47^{mm},1$ pour $56^{tours},75$, soit pour 1 tour : $\frac{47^{mm},1}{56^{mm},75} = 0^{mm},83$.

La cathode était constituée par une tige cylindrique de cuivre rouge de 6 millimètres de diamètre. La surface immergée avait donc pour valeur :

Surface du fond du cylindre : $\frac{\pi \times d^2}{4} = \frac{\pi \times 36}{4} = 28^{mmq},26$

Surface du pourtour du cylindre pour 1^{mm} de hauteur : $\pi \times d \times h = \pi \times 6 \times 1 = 18^{mmq},84$.

— — pour 1 tour de vis : $18^{mmq},84 \times 0,83 = 15^{mmq},64$.

Électrolyse du mélange : sulfate de cuivre et acide sulfurique.

La concentration adoptée a été la concentration normale de 1 équivalent électrochimique-

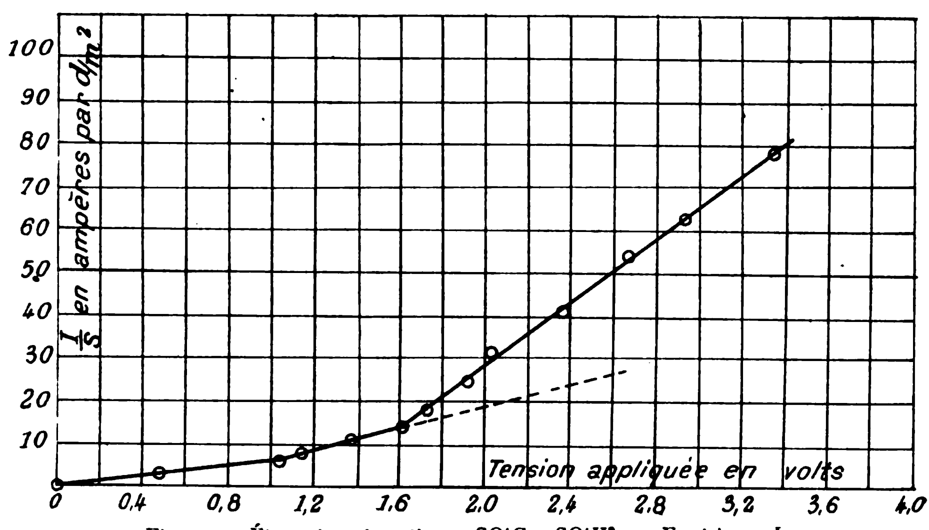


Fig. 2. — Électrolyse du mélange SO^4Cu, SO^4H^2. — Expérience I.

gramme de SO^4Cu et de 1 équivalent électrochimique-gramme de SO^4H^2 par litre de solution, soit :

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 2 mars 1907, page 301.

$$\left.\begin{array}{l}\frac{249,3}{2} = 125 \text{ grammes de sel } SO^4Cu, 5H^2O \\ \frac{98}{2} = 49 \text{ grammes d'acide } SO^4H^2\end{array}\right\} \text{par litre de solution.}$$

Le volume total d'électrolyte était de 3 litres.
L'électrolyse était faite entre électrodes en cuivre.

EXPÉRIENCES

I

NOMBRE DE TOURS DE VIS élevant la cathode.	INTENSITÉ DU COURANT I	TENSION DU COURANT aux bornes de la cuve électrolytique E	SURFACE IMMERGÉE de la cathode S	DENSITÉ DE COURANT sur la cathode $\frac{I}{S}$	OBSERVATIONS
	ampères.	volts.	mmq.	amp. par dmq.	Écartement de l'axe de la cathode à chacune des deux anodes : 77mm,5.
0	1,04	0,49	3 118	3,33	S d'après la plongée initiale : 164 mm.
0	2,10	1,06	3 118	6,73	18mmq,84 × 164 = 3 089mmq,76 Fond du cylindre. 28 26
+ 40	2,00	1,15	2 492	8,03	
+ 40	1,91	1,39	1 867	10,23	Surface initiale. 3 118mmq,02
+ 40	1,76	1,61	1 241	14,18	Le dégagement d'hydrogène commence.
+ 20	1,68	1,73	928	18,10	On voit les courants de diffusion monter autour de la cathode, descendre le long des anodes, déterminant ainsi le sens du déplacement des ions têtes de files.
+ 20	1,54	1,92	615,6	25,05	
+ 10	1,46	2,03	459	31,81	
+ 0	1,94	2,36	459	42,27	
0	2,50	2,68	459	54,5	
0	2,90	2,92	459	63,2	
0	3,60	3,35	459	78,4	

II

NOMBRE DE TOURS DE VIS élevant la cathode.	INTENSITÉ DU COURANT I	TENSION APPLIQUÉE sur les électrodes E	SURFACE IMMERGÉE de la cathode S	DENSITÉ DE COURANT sur la cathode $\frac{I}{S}$	OBSERVATIONS
	ampère.	volt.	mmq.	amp. par dmq.	Écartement de l'axe de la cathode à chacune des deux anodes : 77mm,5.
0	0	0,01	»	0	
0	1,08	0,91	3 061,5	3,5	Plongée initiale : 161 mm.
+ 20	0,98	1,02	2 748,7	3,56	
+ 20	0,94	1,05	2 435,9	3,86	Apparition de H^2, se dégageant par « bouffées » : oscillations des aiguilles entre : 0a,90 et 0a,94, et : 1v,03 et 1v,11.
+ 20	0,94	1,06	2 123,1	4,42	
+ 20	0,88	1,11	1 810,3	4,8	Les oscillations se ralentissent ; elles ont bien lieu régulièrement et correspondent aux bouffées de H^2.
+ 20	0,84	1,16	1 497,5	5,6	
+ 20	0,78	1,22	1 184,7	6,6	
+ 20	0,70	1,31	871,9	8,0	
+ 10	0,66	1,35	715,5	9,2	Oscillations presque nulles.
+ 10	0,59	1,42	559,1	10,5	Le crayon-cathode est essuyé avant chaque nouvelle mesure pour enlever le dépôt pulvérulent, et l'humidité sur la partie émergée.
+ 10	0,52	1,50	402,7	12,9	
+ 10	0,41	1,61	246,3	16,6	
+ 5	0,34	1,68	168,1	20,2	
+ 5	0,22	1,80	89,9	24,5	

Les figures 2 et 3 interprètent ces résultats expérimentaux et confirment l'étude théorique développée précédemment : la densité de courant instantanée en fonction de la tension appliquée aux électrodes varie linéairement, mais avec des points anguleux provenant de la variation brusque du coefficient angulaire, c'est-à-dire de la résistivité apparente du bain, au moment où la tension a pris une valeur telle qu'un nouvel électrolyte entre en vibration et que de nouvelles files d'ions s'offrent ainsi au passage du courant.

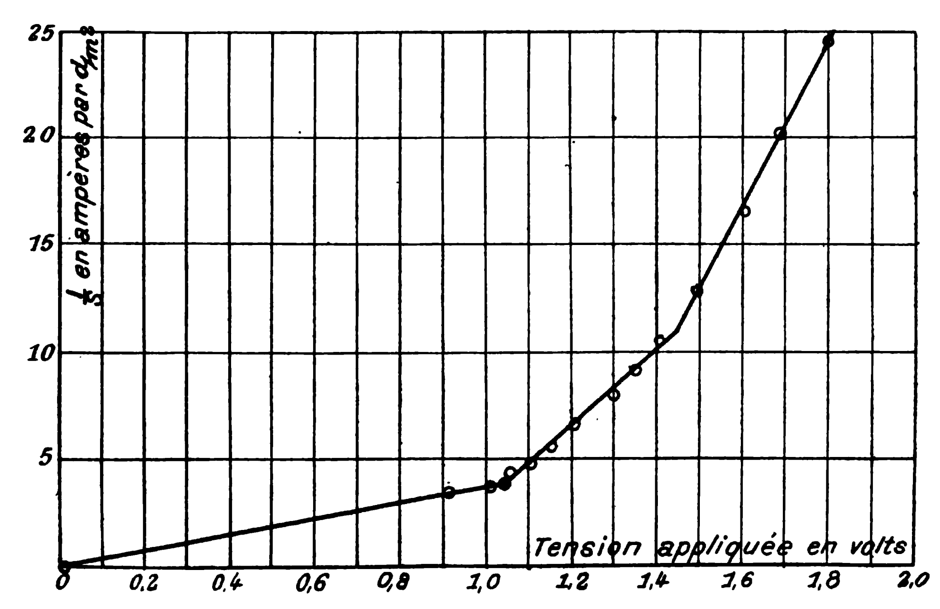


Fig. 3. — Électrolyse du mélange SO^4Cu, SO^4H^2. — Expérience II.

La première variation (fig. 2) du coefficient angulaire coïncide, en effet, nettement avec l'apparition d'un dégagement d'hydrogène à la cathode, et la tension correspondante : $1^{volt},05$ est justement la tension minima où l'on commence à constater l'électrolyse de l'eau acidulée, puisqu'un élément Daniell, qui possède cette tension, suffit à décomposer légèrement l'eau acidulée.

Mais qu'arrive-t-il au moment où l'hydrogène en molécules libérées apparaît à la cathode ? A ce moment la cathode est recouverte en partie d'hydrogène libre : le couple en expérience n'est donc plus constitué par une anode Cu et une cathode Cu, mais par une anode Cu et une cathode partiellement H^2. La cuve possède donc instantanément à ce moment une force contre-électromotrice de la valeur du couple Cu | H^2. La tension appliquée réelle, et non apparente, a donc diminué : alors l'intensité diminue, et à cause de cette force contre-électromotrice le courant ne peut plus passer que sur les ions Cu et non plus à la fois sur les ions Cu et sur les ions H. Cependant l'hydrogène primitivement libéré à la cathode s'est dégagé, et étant très peu soluble, sa présence sur la cathode n'a eu qu'une durée très éphémère. Le couple en expérience est donc redevenu Cu | Cu et non Cu | H^2, c'est-à-dire que la force contre-électromotrice s'est réannulée. Mais alors la tension est redevenue suffisante pour décomposer l'eau acidulée, le courant passe sur les ions H en même temps que sur les ions Cu, l'intensité augmente, l'hydrogène apparaît à la cathode, y produit une force contre-électromotrice, et ainsi la succession des mêmes phénomènes recommence. L'hydrogène se dégage donc par « bouffées », en même temps que les aiguilles des appareils apériodiques oscillent sans trouver de position d'équilibre. C'est ce que fait constater l'expérience.

A quel moment cesseront les oscillations des aiguilles et les bouffées d'hydrogène ? Evidemment au moment où la force contre-électromotrice provenant de l'apparition de l'hydrogène sur la cathode sera insuffisante pour arrêter le passage du courant sur les ions H, car à partir de ce moment le dégagement d'hydrogène sera continu et la force contre-électromotrice constante.

Or, on a :

Chaleur de formation du sulfate de cuivre.	$S + O^4 + Cu =$	181,7 calories.
— de l'acide sulfurique.	$S + O^4 + H^2 =$	210,2 —
Différence.	—	28,5 calories.

car le passage du courant par les ions H et SO^4 décompose SO^4H^2 à la cathode, mais forme SO^4Cu à l'anode.

Et comme il faut $46^{\text{calories}},3$ par deux valences pour 1 volt (1), la tension du couple Cu | H^2 a pour valeur approchée :

$$\frac{28,5}{46,3} = 0^{\text{volt}},63.$$

Au moment où la tension appliquée apparente dépassera cette force contre-électromotrice $0^{\text{v}},63$ d'une quantité suffisante pour électrolyser SO^4H^2, à ce moment le dégagement d'hydrogène ne se fera plus par bouffées, mais sera continu. Or l'expérience montre l'apparition de l'hydrogène vers $1^{\text{volt}},05$. Les oscillations des aiguilles s'arrêteront donc pour une tension :

$$E - 0^{\text{volt}},63 = 1^{\text{volt}},05,$$

ou :

$$E = 1^{\text{volt}},68.$$

En réalité, la force contre-électromotrice n'atteint pas $0^{\text{volt}},63$, parce que du cuivre se dépose tout le temps sur la cathode, tandis que l'hydrogène se dégage après une présence très éphémère, et l'expérience montre que dès $1^{\text{volt}},4$ environ les oscillations sont pratiquement nulles et le dégagement d'hydrogène continu.

En réalité, la région comprise entre $1^{\text{volt}},05$ et $1^{\text{volt}},5$ environ est une région instable correspondant à la production d'une force contre-électromotrice qui ne s'établit pas nettement à un moment donné, à cause du dégagement de l'hydrogène et par suite de sa disparition rapide de la cathode. Nous verrons la différence dans l'électrolyse du mélange à cathions Cu et Zn, au moment du dépôt simultané de Cu et de Zn.

États allotropiques du cuivre. — L'expérience montre qu'au moment où l'hydrogène apparaît à la cathode en même temps que le cuivre continue à s'y déposer, l'apparence du cuivre nouvellement déposé change complètement. La couleur rouge électrolytique bien connue a disparu, et le cuivre déposé constitue maintenant une matière noire pulvérulente, sans adhérence. C'est cette boue noire que l'on rencontre sur les zincs des piles Daniell, provenant de la précipitation par le zinc du sulfate de cuivre diffusé.

Cette poudre noire constitue manifestement un état allotropique du cuivre ordinaire, dont l'autre état est constitué par le cuivre rouge électrolytique, et la transformation d'un état dans l'autre dégage ou absorbe une certaine quantité de chaleur. Nous reviendrons plus loin sur ce fait.

En résumé, d'après ces expériences, le cuivre rouge est obtenu jusqu'à la tension de

(1) Voir *L'Eclairage Electrique*, t. XLVI, n° 12, 24 mars 1906, p. 454.

1 volt environ ; pour une tension supérieure, on obtient le cuivre noir non adhérent et pulvérulent.

Par conséquent, lorsqu'on trempe du fer, un clou par exemple, dans une solution d'un sel de cuivre, on obtient un dépôt adhérent de cuivre rouge ; avec une lame de zinc, au contraire, on obtient un dépôt de cuivre noir pulvérulent.

On sait, en effet, en ne considérant que les chaleurs de formation des oxydes, qu'on retrouvera dans les sels :

Chaleur de formation de l'oxyde de cuivre.	$Cu + O = 37,8$ calories.
— fer.	$Fe + O = 68,9$ —
— zinc..	$Zn + O = 83,5$ —

Par suite du caractère exothermique de la réaction, le fer et le zinc déplaceront le cuivre de ses solutions, mais pour le fer avec un dégagement de : $68,9 - 37,8 = 31,1$ calories, correspondant à : $\frac{31,1}{46,3} = 0^{volt},67$, et on obtiendra par suite du cuivre rouge adhérent. Pour le zinc le dégagement de chaleur sera de : $83,5 - 37,8 = 45,7$ calories, correspondant pratiquement à 1 volt (c'est d'ailleurs un couple Daniell), et le dépôt de cuivre sera l'état allotropique noir pulvérulent.

Ce phénomène du déplacement du cuivre de ses solutions par le fer et par le zinc avec le caractère particulier de la nature du cuivre déplacé s'explique donc ainsi très nettement.

Déplacement des ions têtes de files. — On a vu dans une étude précédente que l'on devait avoir pour l'écartement des ions têtes de files : $\frac{\varepsilon}{\varepsilon'} = \sqrt[3]{\frac{M'}{M}}$.

Ici, l'on a :

$$M' = SO^4 = 96,$$
$$M = Cu = 63,6,$$

et par suite :

$$\frac{\varepsilon_{(Cu)}}{\varepsilon'_{(SO^4)}} > 1.$$

La concentration de la solution doit donc diminuer du côté de la cathode et augmenter aux anodes pour réaliser ce rapport bien déterminé pour l'écartement des électrodes des ions tête de files : on voit, en effet, les courants de diffusion monter autour de la cathode et descendre le long des anodes, conformément ainsi à ce que prévoit la théorie.

Électrolyse d'un mélange de chlorure de cuivre et de chlorure de zinc. Composition du bain. — L'électrolyte était constitué par 3 litres de chlorure de zinc à 1,018 environ de densité (2°1/2 Baumé), dans lesquels on avait dissous 40 grammes de chlorure de cuivre $CuCl^2$. Cette concentration correspond sensiblement pour chacun des deux sels à une solution décimoléculaire par litre. On avait ajouté quelques gouttes de HCl pour éliminer les carbonates de l'eau ordinaire. L'électrolyse était faite entre électrodes en cuivre.

Lorsque la tension est de $1^v,75$ on constate un dégagement d'hydrogène en même temps que la production du dépôt noirâtre : c'est un troisième électrolyte qui est entré en vibration.

Quand le dépôt de zinc se produit, est-il mélangé de cuivre ou est-il constitué uniquement par du zinc pur ? La théorie indique que les deux corps doivent y exister.

***



EXPÉRIENCES

I

NOMBRE DE TOURS DE VIS émergeant la cathode.	INTENSITÉ DU COURANT I	TENSION sur LES ÉLECTRODES E	SURFACE IMMERGÉE de la cathode S	DENSITÉ DU COURANT sur la cathode $\frac{I}{S}$	OBSERVATIONS
	ampère.	volt.	mmq.	amp. par dmq.	Écartement moyen d'axe en axe : 48 mm.
o	0,09	0,37	3 071	0,29	Plongée initiale : 161mm,5.
+ 40	0,0875	0,40	2 445	0,36	Dépôt couleur cuivre.
+ 40	0,085	0,44	1 820	0,47	
+ 40	0,0775	0,59	1 195	0,65	
+ 40	0,07 (?)	0,67	»	»	D'abord, puis polarisation et dépôt noirâtre.
	0,0425	1,26	570	0,75	Tension du couple : Cu | électrolyte | mélange déposé = 0v,85 environ.
+ 20	0,065	0,87	»	»	Elle est mesurée en coupant brusquement le courant.
	0,035	1,38	257	1,36	Avec une lame de zinc comme électrode auxiliaire, on obtient le même chiffre.

En effet, en dissolvant le dépôt électrolytique, après lavage, dans de l'acide chlorhydrique, et en ajoutant de l'ammoniaque, la liqueur se colore en bleu : il y a donc du cuivre. En ajoutant du ferrocyanure de potassium, il se produit un précipité blanc : il y a donc du zinc.

Le dépôt électrolytique noirâtre n'est d'ailleurs que partiellement soluble dans SO^4H^2, avec dégagement d'hydrogène ; la solution obtenue précipite en blanc par le ferrocyanure de potassium : elle contient donc du zinc. La partie du dépôt insoluble dans SO^4H^2 se dissout dans AzO^3H, et la solution obtenue précipite en rouge par le ferrocyanure de potassium : elle contient donc du cuivre.

Le dépôt électrolytique renferme donc bien à ce moment les deux métaux.

Remarque. — *Au repos* dans le bain, c'est-à-dire sans le passage du courant, le zinc du dépôt se redissout naturellement en précipitant du cuivre à sa place.

II

NOMBRE DE TOURS DE VIS émergeant la cathode.	INTENSITÉ DU COURANT I	TENSION sur LES ÉLECTRODES E	SURFACE IMMERGÉE de la cathode S	DENSITÉ DE COURANT sur la cathode $\frac{I}{S}$	OBSERVATIONS			
	ampère.	volt.	mmq.	amp. par dmq.	Écartement moyen d'axe en axe : 48 mm.			
o	0,100	0,32	3 090	0,32	Plongée initiale : 162mm,5.			
+ 40	0,0975	0,34	2 465	0,39	PLONGÉE MESURÉE directement.	SURFACE IMMERGÉE correspondante de cathode S	DENSITÉ DE COURANT correspondante sur la cathode $\frac{I}{S}$	VALEUR MOYENNE de la densité de courant sur la cathode $\frac{I}{S}$
+ 40	0,095	0,40	1 840	0,52				
+ 40	0,0925	0,44	1 215	0,76				
d'abord : + 40	0,090	0,60	»	»				
					mm.	mmq.	amp. par dmq.	amp. par dmq.
puis :	0,0475	1,215	590	0,80	31	612	0,78	0,79
d'abord : + 20	»	0,80 env.	»	»	»	»	»	»
puis :	0,0375	1,345	280	1,34	12,5	264	1,42	1,38

On trouve, par mesure directe avec une lame de zinc, pour le couple :

Cu | électrolyte considéré | Zn. . . . . 0,85 volt.



A partir du moment où le dépôt est devenu noirâtre, et où il y a un saut brusque de la

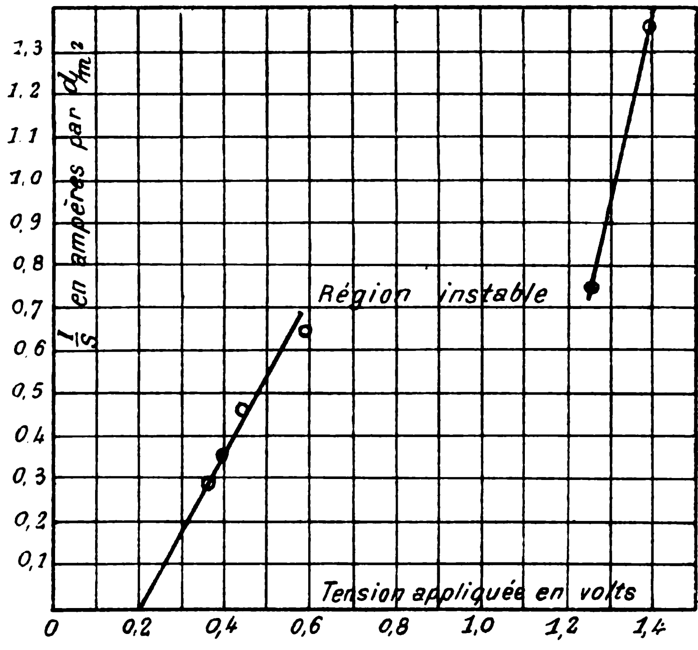


Fig. 4. — Électrolyse du mélange $CuCl^2$, $ZnCl^2$. — Expérience I.

tension par suite de la production d'une force contre-électromotrice, il y a du zinc dans le

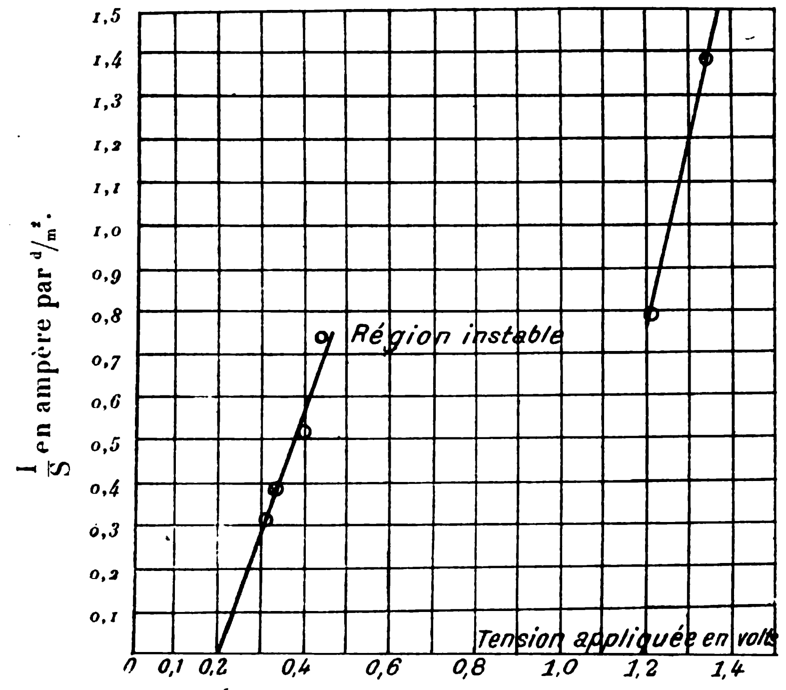


Fig. 5. — Électrolyse du mélange $CuCl^2$, $ZnCl^2$. — Expérience II.

dépôt. Le crayon-cathode, laissé à l'air pendant deux minutes, puis essuyé, est recouvert de laiton jaune sur la surface qui avait été immergée pendant l'électrolyse.

Les figures 4 et 5 interprètent ces résultats expérimentaux et confirment l'étude théorique développée précédemment par la variation linéaire de la densité de courant en fonction de la tension appliquée sur les électrodes.

Comme dans le cas précédent du sulfate de cuivre acidulé, mais d'une manière plus nette, il se manifeste une région instable très caractérisée, à partir du moment où le zinc se dépose en même temps que le cuivre, créant ainsi l'existence d'une force contre-électromotrice aux électrodes, moins éphémère que lors du dégagement gazeux d'hydrogène, pratiquement insoluble. De telle sorte que la région instable est très nette et ne se raccorde pas aux deux droites par l'établissement d'un régime moyen avec oscillations périodiques, comme dans le cas du sulfate de cuivre acidulé. Mais la différence se conçoit facilement, l'apparition de l'hydrogène gazeux sur la cathode créant une force contre-électromotrice éphémère, tandis que le dépôt du zinc produit une force contre-électromotrice durable.

(A suivre.) Georges Rosset.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la rigidité diélectrique de vides poussés. — **E. Madelung.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er février 1907.

Le potentiel explosif, c'est-à-dire la tension qu'il faut produire entre deux électrodes pour déterminer entre elles le passage d'une décharge électrique, est déterminée par la distance, la forme et les matériaux constituant les électrodes, par la nature et la pression du milieu interposé entre elles, par la température éventuelle et par la présence éventuelle d'un champ magnétique.

Les relations existant entre ces grandeurs et le potentiel explosif ont été souvent étudiées, particulièrement en ce qui concerne l'influence de la distance et de la forme des électrodes dans l'air à la pression normale. L'auteur a trouvé quelques résultats intéressants en étudiant les phénomènes pour de faibles distances explosives et pour de très faibles valeurs de la pression.

Soit V le potentiel explosif, d la plus courte distance des surfaces des électrodes l'une de l'autre, p la pression du gaz. Paschen a établi une loi d'après laquelle V est une fonction du produit pd quand les autres grandeurs restent invariables. Cette loi a été vérifiée par Carr pour de faibles valeurs p et d.

J.-J. Thomson a établi théoriquement la loi trouvée expérimentalement par Paschen. La courbe représentant la fonction $V = f(p.d)$ comprend deux parties, une branche qui tombe vers l'origine, et l'autre branche qui s'élève en sens opposé. J.-J. Thomson a montré que les deux portions entre lesquelles il existe un minimum correspondent à deux sortes de décharges différentes. Pour la deuxième, il a établi la formule :

$$V = \frac{a}{E^{b.d.p} - 1},$$

en désignant par a et b des constantes. On voit que, pour une valeur très faible de $d.p$, la formule prend la forme :

$$V = \frac{a}{b} \frac{1}{p.d},$$

c'est-à-dire que V est inversement proportionnel à $p.d$.

Les observations de Carr ont permis de déterminer approximativement la valeur du rapport a/b. Les valeurs indiquées par Thomson vont jusqu'à $p.d = 1$, p étant évalué en millimètres de mercure et d en millimètres. La tension V observée dans l'air était d'environ 2 000 volts. La courbe s'approche déjà beaucoup de l'hyperbole. On devait s'attendre, pour une distance de 1 millimètre et une pression de $0^{mm},01$ de mercure, à une tension nécessaire de 200 000 volts. Différentes observations ayant montré que cette valeur élevée du potentiel ex-

plosif ne doit pas être atteinte, à beaucoup près, l'auteur a jugé utile de faire les expériences suivantes.

Dans un tube de verre vidé avec une trompe à mercure étaient disposées deux électrodes dont on pouvait modifier la distance. On arrivait à ce résultat au moyen d'une vis que l'on pouvait tourner au moyen d'une tige traversant un joint de mercure. Les électrodes pouvaient être chargées : pour cela, l'auteur avait constitué le tube de deux parties réunies entre elles par un joint de mercure. Les électrodes étaient entourées de tubes de verre venant jusqu'à un millimètre de distance l'un de l'autre, afin d'éviter toute décharge le long de la paroi du verre.

L'auteur a employé d'abord des électrodes sphériques de 2 centimètres de diamètre en laiton, et a constaté les phénomènes suivants : Dès que, pour une distance explosive de $0^{mm},5$ le minimum de la courbe (V, *pd*) était dépassé, c'est-à-dire pour une pression d'environ 10 millimètres de mercure, la décharge s'écartait des parties médianes des électrodes vers l'extérieur, et un espace obscur se produisait au milieu. Ce phénomène allait en s'accentuant jusqu'à une pression d'environ $0^{mm},07$ pour laquelle les étincelles jaillissaient à nouveau aux points qui présentaient le minimum d'écartement. En extrapolant les résultats de Carr, on trouve le chiffre de 60 000 volts pour le potentiel explosif. En réalité, la tension mesurée au moyen d'un éclateur en parallèle n'était que de 9 000 volts.

Dans les expériences suivantes, destinées à donner des résultats quantitatifs sur ce phénomène, l'auteur a employé comme source d'électricité une machine à influence. Les valeurs trouvées ont montré que :

1° Plus la pression est faible, plus la courbe (V, *d*) s'approche d'une droite ;

2° Si l'on augmente la pression, la tension N croît d'abord pour une valeur constante de *d*, atteint un maximum puis décroît.

3° Ce maximum correspond à une pression d'autant plus élevée que *d* a une valeur plus faible.

Le fait que ces résultats ne concordent plus avec les résultats théoriques de Thomson a conduit à l'hypothèse que le mécanisme de la décharge ne doit pas être le même que d'ordinaire. L'auteur a pensé à une émission directe d'électrons par le métal sous l'influence de la chute de tension très élevée. Il a été conduit alors à faire des expériences dans lesquelles cette chute de tension était fortement augmentée à une électrode, et cela en produisant la décharge entre une pointe et une plaque. La pointe formait un cône de 60° en laiton ; la plaque était en ce même métal. Les expériences furent faites de la même façon que précédemment : on trouva le résultat surprenant que le potentiel explosif était beaucoup plus élevé. Tandis qu'auparavant une tension de 10 000 volts suffisait pour franchir un intervalle de $0^{mm},26$, il ne se produisait une décharge que quand la pointe était approchée à $0^{mm},1$ de la plaque. Suivant que la pointe était reliée au pôle positif ou au pôle négatif, on obtenait différentes valeurs. Dans le premier cas, on a trouvé 14 000 volts pour $0^{mm},1$; dans le second cas on a trouvé 10 000 volts pour la même distance.

L'auteur a fait aussi des expériences avec des plaques parallèles. Les valeurs obtenues étaient un peu plus faibles que celles relatives aux sphères. Mais elles étaient moins certaines, car il était difficile de maintenir les plaques exactement parallèles l'une à l'autre. Les forces électrostatiques étaient nettement sensibles. La décharge était généralement une décharge par étincelles. Celles-ci étaient blanches et très lumineuses. Par moments, la décharge se transformait en décharge continue sans aucune cause apparente. Celle-ci présentait une petite tache lumineuse située sur la cathode et ayant un diamètre d'une fraction de millimètre. La trace de chaque étincelle était visible sur les électrodes, sous forme de petites marques annulaires sur une électrode et d'un dépôt brun sur l'autre électrode.

L'hypothèse que la vapeur de mercure, dont la présence peut être sensible aux pressions voisines de $0^{mm},001$ de mercure, exerce une influence sur les résultats n'a pas été confirmée. Pour vérifier ce résultat, l'auteur a fait le vide au moyen de charbon de bois d'abord chauffé, puis refroidi dans l'air liquide et il n'a constaté aucune augmentation du potentiel explosif. La valeur de celui-ci semble donc tendre vers une valeur limite quand la pression va en diminuant.

L'auteur n'a pas observé de modifications de la valeur du potentiel explosif en employant des électrodes en aluminium au lieu de laiton.

L'explication théorique des résultats trouvés

présente quelques difficultés. L'auteur cherche à l'établir sur les bases de la théorie de Thomson. D'après celle-ci, le phénomène est le suivant. Pour qu'une décharge se produise, il faut que le nombre des ions reformés à chaque instant soit égal au nombre des ions disparaissant au même moment. La reformation des ions se produit par le choc des électrons émis par la cathode et des molécules gazeuses. Les ions positifs, en tombant sur la cathode, provoquent une nouvelle émission d'électrons. Une partie des ions disparaît ; l'autre partie est retenue par les électrodes. C'est en se basant sur cette hypothèse que Thomson a établi les relations indiquées ci-dessus.

Il est encore peut-être possible que les électrons soient en partie réfléchis quand ils tombent sur l'anode. Dans ce cas, ils auraient l'occasion de produire, dans leurs parcours successifs à travers le gaz avant de pénétrer dans l'anode, une ionisation beaucoup plus grande que si la réflexion n'existait pas. On devrait alors s'attendre à un potentiel explosif beaucoup plus faible dans ce cas. Ce phénomène ne peut se produire que d'une façon beaucoup plus incomplète dans la décharge entre une pointe et une plaque, qu'entre deux plaques, comme l'indiquent les résultats d'observation. Il semble compréhensible que des pressions très basses et des distances très courtes sont nécessaires pour que ce phénomène soit possible.

Le fait que le potentiel explosif ne varie pas quand on remplace les électrodes en laiton par des électrodes en aluminium est en contradiction avec l'hypothèse qui précède, car, d'après les observations de Starke, la réflexion est beaucoup plus intense sur le laiton que sur l'aluminium.

On ne peut pas voir s'il se produit une émission spontanée d'électrons uniquement sous l'influence de la tension. Le fait que, même pour une charge négative de la pointe, le potentiel explosif à une valeur très élevée est en contradiction avec cette hypothèse.

L'auteur résume de la façon suivante les résultats qu'il a obtenus :

Le potentiel explosif semble atteindre, dans un vide poussé, une valeur limite proportionnelle à la distance explosive ;

La rigidité diélectrique du vide ne s'élève pas au delà de 40 000 volts par millimètre.

Quand la pression augmente, la rigidité diélectrique augmente d'abord, puis diminue de valeur. La proportionnalité indiquée ne subsiste plus.

Entre une pointe et une plaque, le potentiel explosif est sensiblement plus élevé, pour une même distance explosive, qu'entre deux plaques.

La loi de Paschen n'est pas applicable pour la région étudiée.

B. L.

Sur l'effet de Doppler dans les rayons-canal. — **J. Stark.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er février 1907.

Relation entre l'intensité et l'épaisseur de la couche. — Strasser et Wien ont étudié, avec un résultat négatif, l'effet de Doppler dans la première couche cathodique, et en ont conclu à une différence des épaisseurs lumineuses des couches. L'auteur indique que la différence des intensités dans les bandes de Doppler dans la première couche cathodique et dans le faisceau de rayons-canal peut être expliquée sans recourir à cette hypothèse. Si l'on suppose la longueur de la couche lumineuse petite par rapport à la distance de la fente, l'intensité des lignes spectrales observées est à peu près proportionnelle à l'épaisseur de la couche, en négligeant l'absorption dans la couche lumineuse. L'auteur, en faisant tomber directement sur la fente un faisceau de rayons-canal de 10 centimètres de longueur, c'est-à-dire en opérant sur une épaisseur de couche de 10 centimètres, a obtenu pour une chute cathodique de 3 000 volts un spectrogramme intense de l'effet de Doppler dans la série de l'hydrogène. En engendrant, au contraire, les rayons-canal à 45° de la fente, et pour une épaisseur de couche de 2 centimètres, il fallait environ 6 heures d'exposition, au lieu de 1 à 2 heures, pour obtenir un spectrogramme de même intensité.

Il semble que dans les expériences de Paschen sur la photographie du spectre du faisceau de rayons-canal qui se propage derrière la cathode, l'épaisseur de la couche lumineuse ait été sensiblement plus grande que l'épaisseur de la couche de rayons-canal lumineux. Cette influence de l'épaisseur de couche a été encore augmentée par une différence importante existant entre les deux cas considérés. L'auteur a déjà indiqué l'influence qu'exercent, sur l'intensité, le nom-

bre de particules et la vitesse. Les répartitions des particules de rayons-canal sur les vitesses possibles sont tout à fait différentes pour la première couche cathodique que pour le faisceau de rayons-canal derrière la cathode. Là, les rayons-canal ne subissent plus aucune augmentation de vitesse après avoir traversé la cathode, car le champ électrique est nul ou faible. Au contraire, dans la première couche cathodique, ils subissent, sous l'action du champ électrique, une accélération d'autant plus grande qu'ils s'approchent plus de la cathode : à proximité de la surface de cette électrode, ils ont atteint la vitesse maxima, s'ils ont pu parcourir librement jusque là la chute cathodique. En effet, comme l'on sait, la force électrique croît dans la première couche cathodique d'abord lentement quand on approche de la cathode, puis très rapidement quand on atteint le voisinage immédiat de cette électrode. Il est facile d'en déduire que le nombre des particules données d'une grande vitesse est beaucoup plus grand derrière la cathode que dans la première couche cathodique, pour une même épaisseur de couche. Or, l'intensité est d'autant plus grande, pour une vitesse donnée, que celle-ci est plus grande, ainsi que l'ont montré plusieurs observations. De la combinaison des deux effets résulte une différence de la répartition de l'intensité dans l'effet de Doppler des rayons-canal en avant et en arrière de la cathode : pour la même raison, l'intensité totale est plus grande pour les rayons-canal situés derrière la cathode que pour ceux situés en avant de la cathode, même si l'épaisseur de la couche est la même.

Hypothèses sur l'origine de l'intensité variable des rayons-canal. — L'existence de l'effet de Doppler pour les rayons-canal montre que ceux-ci possèdent simultanément une vitesse de translation et émettent de la lumière. On peut leur appliquer la loi connue sur la relation entre l'émission de lumière et la pression de la lumière. Soient c la vitesse de la lumière, v celle des rayons-canal, J_0 leur émission qui existerait dans le travail contre la pression de la lumière : l'émission a pour valeur, lorsqu'on tient compte de ce travail :

$$J = J_0 \frac{c^2}{c^2 - v^2}. \qquad (1)$$

L'énergie cinétique de la particule transformée par unité de temps en radiation par suite de la pression de la lumière a pour valeur

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}\mu v^2\right) = J\frac{v^2}{c^2}.$$

L'intensité lumineuse d'un faisceau de rayons-canal de 10 centimètres de longueur dans l'hydrogène pour une intensité de courant de 3 milliampères et une chute cathodique de 3 000 volts est d'environ 0,1 bougie Hefner. On peut en déduire l'ordre de grandeur de la diminution d'énergie cinétique par unité de temps ou pour le trajet de 10 centimètres. Ce n'est qu'une fraction très petite de l'énergie cinétique initiale : l'amortissement de la translation des rayons-canal par suite de la pression de radiation est donc très faible sur un trajet de 10 centimètres. Conformément à la formule (1), l'accroissement d'émission des rayons-canal produits artificiellement (vitesses allant jusqu'à 3.10^8 centimètres par seconde) par suite de la pression de la lumière, c'est-à-dire la grandeur

$$J_0 = \frac{v^2}{c^2 - v^2}$$

est donc petit en comparaison de l'émission J_0 qui existerait sans la réaction entre la translation et la pression de radiation.

Pour que cette réaction puisse se produire, il faut que, indépendamment d'elle, la particule de rayon-canal possède une émission J_0. Pour expliquer la relation entre l'intensité et la vitesse des rayons-canal, l'auteur a exprimé précédemment l'hypothèse qu'il se produit une réaction entre l'éther et une particule matérielle possédant des oscillations propres électromagnétiques, réaction qui se manifeste par une radiation électromagnétique. D'après cette hypothèse, l'émission d'une longueur d'onde est une fonction de (v^2/c^2) ; l'énergie radiée est empruntée par une transformation à l'énergie cinétique de translation. On peut se faire l'idée suivante du mécanisme de cette transformation. A l'intérieur de la particule du rayon-canal (atomion), les électrons négatifs exécutent des mouvements suivant des cycles de forme déterminée. La translation du système d'électrons à travers l'éther produit une déformation de ces mouvements des différents électrons : chaque fois qu'un électron en mouvement est dévié de sa trajectoire nor-

male, le système produit du travail aux dépens de l'énergie de translation.

On peut, pour expliquer la relation de l'intensité avec la vitesse des rayons-canal, formuler aussi les hypothèses suivantes. Quand une particule de rayon-canal (atomion) traverse la sphère d'action d'une autre particule matérielle, la configuration des électrons négatifs de l'atomion subit une déformation aux dépens de son énergie cinétique ; lorsque les deux particules s'éloignent, une partie du travail de déformation ne se retransforme en énergie cinétique de translation, mais reste dans l'atomion sous forme d'énergie d'oscillation de ses électrons négatifs. L'atomion en mouvement peut donc traverser la sphère d'action d'une autre particule à différentes distances de son centre, et une fraction plus ou moins grande de son énergie cinétique peut être transformée en travail de déformation : au maximum, cette fraction peut être égale à l'énergie cinétique ; dans ce cas, le travail de déformation restant dans l'atomion sous forme d'énergie d'oscillation, atteint sa valeur maxima. Une particule de rayon-canal peut donc, par la même vitesse de translation, être amenée à présenter différentes intensités de radiation de ses électrons par suite de son passage dans la sphère d'action d'une molécule : l'intensité maxima possible est d'autant plus grande que la vitesse des rayons-canal est plus grande. De même, on peut voir qu'une particule de rayon-canal peut subir, sans être déviée sensiblement de sa direction primitive, une déformation d'autant plus grande que sa vitesse est plus grande.

On peut alors, d'après cela, s'expliquer de la façon suivante l'intensité variable des rayons-canal. Dans leur trajet à travers le gaz raréfié aussi bien avant qu'après la cathode, les particules des rayons-canal traversent les sphères d'action de nombreuses molécules ; à chaque passage, il se produit une émission de lumière de leurs électrons négatifs ; entre deux passages consécutifs, une radiation invariable a lieu. L'intensité des vibrations ainsi engendrées est, en moyenne et au maximum d'autant plus grande que la vitesse des rayons-canal est plus grande. La source de l'intensité de radiation variable est l'énergie cinétique de translation.

Dans l'hypothèse précédente, la liaison entre l'intensité de radiation et l'énergie cinétique de translation est due à une déformation lors de la réaction d'une particule de rayon-canal sur l'éther par suite d'un mouvement relatif.

Pour terminer, l'auteur cite trois faits qui plaident en faveur de la deuxième hypothèse et de son interprétation :

Le frottement intérieur des gaz croît avec la température d'autant plus lentement que celle-ci est plus élevée : ce fait a été établi pour des températures comprises entre — 190° et + 300°, c'est-à-dire pour des vitesses moléculaires moyennes de l'azote atteignant 7.10^5 centimètres par seconde. W. Sutherland a expliqué ce phénomène en supposant que la longueur de libre parcours ne doit pas être calculée en se basant sur une dilatation déterminée des molécules, mais en tenant compte des forces qui s'exercent entre les molécules ; celles-ci s'écartent d'autant moins de leur trajectoire que leur vitesse relative est plus considérable.

Pour une pression de $6^{mm},01$, les rayons-canal de l'hydrogène dans l'hydrogène peuvent parcourir en ligne droite sans dispersion sensible un trajet de plus de 15 centimètres pour une vitesse de 5.10^7 à 1.10^8 centimètres par seconde, bien que la largeur moyenne de libre parcours ne soit que de $1^{cm},3$ à cette pression et à une température de 15°. L'auteur explique ce phénomène de la façon suivante : plus la vitesse d'un atomion hydrogène (particule de rayon-canal) est grande, et plus est grande la profondeur à laquelle il peut pénétrer dans la sphère d'action d'atome hydrogène situé sur sa trajectoire sans être dévié sensiblement de sa trajectoire. Une déviation sensible ne se produit que rarement, lorsque les chocs de la particule de rayon-canal avec des atomes d'hydrogène sont à peu près centraux.

La vitesse des particules matérielles α émises par les éléments radio-actifs a pour valeur 1,3 à $1,6.10^9$ centimètres par seconde ; ces particules α possèdent aussi après avoir traversé une feuille d'aluminium de $0^{mm},2$ ou une couche d'air de 1 centimètre d'épaisseur des propriétés invariables en ce qui concerne leur masse. Bragg explique ce fait en admettant qu'une particule α peut, grâce à sa grande vitesse, traverser d'une façon centrale d'autres atomes.

B. L.



GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Calcul de la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés *(suite)* [1]. — **H. Görges.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 janvier 1907.

II. *L'induction magnétique et le flux d'induction.* — On obtient l'induction magnétique — toujours avec l'hypothèse que la saturation est faible, de sorte que tous les ampère-tours sont employés pour l'entrefer — en multipliant par $(0,4\ \pi/\delta)$ les ampère-tours agissant sur une dent, δ désignant la valeur de l'entrefer en centimètres. Pour les dents, le plus fortement saturées, les « dents limites », on a :
pour des courants triphasés,

$$B_{max} = \frac{0,4\pi\sqrt{2}}{3}\frac{NJ}{\delta} = 0,593\frac{NJ}{\delta}; \qquad (10)$$

pour des courants diphasés,

$$B_{max} = \frac{0,4\pi}{2}\frac{NJ}{\delta} = 0,628\frac{NJ}{\delta}. \qquad (11)$$

Pour un nombre infini de phases,

$$B_{max} = 0,4\sqrt{2}\frac{NJ}{\delta} = 0,566\frac{NJ}{\delta}. \qquad (12)$$

On peut inversement employer ces formules pour déterminer le nombre d'ampère-tours nécessaires pour une valeur donnée de B_{max}.

Si B représente la valeur instantanée de l'induction d'une dent, S la surface active d'une paire de pôles, S_z la surface d'une couronne de dent et Φ_z la valeur instantanée du flux d'induction d'une dent, on a :
pour des courants triphasés,

$$S_z = S/6n; \quad \Phi_z = SB/6n \qquad (13)$$

pour des courants diphasés,

$$S_z = S/4n; \quad \Phi_z = SB/4n. \qquad (14)$$

Pour déterminer le flux d'induction total d'une paire de pôles, on doit donc tracer l'axe des temps pour cet instant et additionner la projection de tous les vecteurs sur cet axe. Graphiquement, on peut opérer ainsi pour chaque instant ; pour les formes symétriques de courbes champ, on peut employer des formules simples. Un exemple montrera la façon dont on peut effectuer le calcul. On se reporte aux figures 3 et 4 et l'on représente par des vecteurs le flux d'induction dans les différentes dents. Avec les équations (13) et (14) on obtient alors,
pour des courants triphasés :

$$\Phi_{z\,max} = OA = \frac{SB_{max}}{6n} \quad \text{(fig. 3)}, \qquad (15)$$

pour des courants diphasés :

$$\Phi_{z\,max} = OE = \frac{SB_{max}}{4n} \quad \text{(fig. 4)}. \qquad (16)$$

L'axe des temps tombe en OA par exemple (fig. 3). La somme des vecteurs OF, OA et OE a pour valeur

$$\Phi_1 = 2R. \qquad (17)$$

Leur direction coïncide avec OA. La somme des vecteurs dirigés vers les points de division entre A et F est égale à :

$$(n-1)\,R\cos 30^\circ$$

Il en est de même de la somme des vecteurs dirigés vers les points de division entre A et E. La somme des deux groupes a donc pour valeur :

$$\Phi_2 = 2\,[(n-1)\,R\cos 30^\circ]\cos 30^\circ$$
$$= 2\,(n-1)\,R\cdot\frac{3}{4} = \frac{3}{2}(n-1)\,R. \qquad (18)$$

Sa direction coïncide aussi avec OA. Il faut encore addionner les projections des vecteurs vers les points de division des moitiés inférieures des côtés BF et CE. On obtient, si n est impair :

$$\Phi_3 = 2\left[\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{n}\right)+\left(\frac{1}{2}-\frac{2}{n}\right) + \cdots\left(\frac{1}{2}-\frac{(n-1)/2}{n}\right)\right]R$$

$$\Phi_3 = \frac{(n-1)^2}{4n}R. \qquad (19)$$

Si n est impair, on a :

$$\Phi_3 = 2\left[\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{n}\right)+\left(\frac{1}{2}-\frac{2}{n}\right) + \cdots + \left(\frac{1}{2}-\frac{n/2}{n}\right)\right]R$$

$$\Phi_3 = \frac{n(n-2)}{4n}R. \qquad (20)$$

La somme de Φ_1, Φ_2 et Φ_3 donne les valeurs indiquées en (21) et (22).

On obtient de cette façon :

1° Pour les courants triphasés et une courbe pointue de champ :

[1] *Eclairage Electrique*, t. L, 2 mars 1907, p. 312.

a) pour n impair :

$$\Phi = \frac{7n^2+1}{2nn^2} SB_{max}; \quad (21)$$

b) pour n pair :

$$\Phi = (7/2n) SB_{max}. \quad (22)$$

2° Pour des courants triphasés et une courbe plate de champ, que n soit pair ou impair :

$$\Phi = (\sqrt{3}/6) SB_{max}. \quad (24)$$

3° Pour des courants diphasés et une courbe pointue de champ, que n soit pair ou impair :

$$\Phi = (1/4) SB_{max}. \quad (24)$$

4° Pour des courants diphasés et une courbe plate de champ :

a) pour n impair :

$$\Phi = \frac{\sqrt{2}}{16} \frac{3n^2+1}{n^2} SB_{max}; \quad (25)$$

b) pour n pair :

$$\Phi = \frac{2\sqrt{2}}{16} SB_{max}. \quad (26)$$

Si, d'une façon générale, on pose :

$$\Phi = ASB_{max}, \quad (27)$$

on a pour A les valeurs qu'indique le tableau suivant :

	TRIPHASÉ		DIPHASÉ	
	A POINTU	A PLAT	A POINTU	A PLAT
1	0,3333	0,2890	0,2500	0,3535
2	0,2920	0,2890	0,2500	0,2650
3	0,2963	0,2890	0,2500	0,2750
4	0,2920	0,2890	0,2500	0,2650
5	0,2933	0,2890	0,2500	0,2685
6	0,2920	0,2890	0,2500	0,2650
7	0,2923	0,2890	0,2500	0,2670
»	»	»	»	»
∞	0,2920	0,2890	0,2500	0,2650

On voit que Φ a à peu près la même valeur dans les deux positions, quand on fait abstraction de la valeur $n = 1$, inutilisée en pratique.

Pour un nombre de phases infini, on a :

$$\Phi = \frac{1}{\pi} SB_{max} = 0{,}3185 SB_{max}. \quad (28)$$

III. *Force électromotrice dans les machines polyphasées.* — L'auteur utilise le diagramme pour déterminer la force électromotrice induite dans une branche de l'enroulement pour des courants triphasés et diphasés. Il faut tenir compte que le flux d'induction calculé ne traverse pas tous les tours. Pour calculer la f. é. m. du groupe des bobines *a* (fig. 2), il faut additionner d'abord tous les flux d'induction dans les dents 21 à 24 et 1 à 5 et multiplier par le nombre de tours de tout le groupe, c'est-à-dire par (N/3).

Les flux d'induction des dents 20 et 6 doivent être multipliés par le facteur :

$$\frac{3}{4} \cdot \frac{N}{3} = \frac{N}{4}.$$

Ceux des dents 19 et 7 doivent être multipliés par :

$$\frac{1}{2} \frac{N}{3} = \frac{N}{6}.$$

Ceux des dents 18 et 8 par :

$$\frac{1}{4} \frac{N}{3} = \frac{N}{12}.$$

Tous les flux-tours ainsi obtenus doivent être additionnés ensemble pour donner le facteur m de l'équation (1). Ce calcul doit en général être effectué pour n. L'amplitude de m est évidemment obtenue quand l'axe des temps tombe dans la direction OA (fig. 3), c'est-à-dire quand la dent 1 possède la plus grande induction. On doit d'abord additionner tous les vecteurs de OE sur OA jusqu'à OF. On a trouvé pour cela les équations (17) et (18).

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \left[2 + \frac{3}{2}(n-1)\right] OA. \quad (29)$$

On en déduit les flux-tours :

$$M_1 = \frac{N}{3} \left[2 + \frac{3}{2}(n-1)\right] OA. \quad (30)$$

En remplaçant (fig. 3) la dent 5 par la dent n et la dent 21 par la dent $(5n+1)$, on peut établir le tableau suivant :

Les vecteurs	$(n+2)$ et $(5n)$	agissent sur	$(n-1)$	bobines.
—	$(n+3)$ et $(5n-1)$	—	$(n-2)$	—
—	$(n+4)-(5n-2)$	—	$(n-3)$	—
. . . .	. . . .	. . . .	. . . .	. . . .
—	$(2n-1)-(4n+3)$	—	2	—
—	$2n$ et $(4n+2)$	—	1	—



Il faut à nouveau additionner deux par deux les vecteurs symétriques par rapport à OA. On trouve les flux-tours :

$$M_2 = \left\{ \begin{array}{l} 2\left(\frac{OA}{2} - \frac{OA}{n}\right)\frac{n-1}{n}\frac{N}{3} + 2\left(\frac{OA}{2} - \frac{2 \cdot OA}{n}\right)\frac{n-2}{n}\frac{N}{3} \\ + 2\left(\frac{OA}{2} - \frac{3OA}{n}\right)\frac{n-3}{n}\frac{N}{3} + \cdots + 2\left(\frac{A}{2} = \frac{(n-2)OA}{n}\right)\frac{2}{n}\frac{N}{3} \\ + 2\frac{OA}{2} - \frac{(n-1)OA}{n}\frac{1}{n}\frac{N}{2}. \end{array} \right\} \quad (31)$$

La somme totale des flux-tours est donc, en tenant compte aussi de l'équation (15):

$$M = \left[2 + \frac{3}{2}n - 1 + \left[\begin{array}{l} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{n}\right)\frac{n-1}{n} + \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{n}\right)\frac{n-1}{n} + \cdots \\ + \left(\frac{1}{2} - \frac{n-2}{n}\right)\frac{2}{n} + \left(\frac{1}{2} - \frac{n-1}{n}\right)\frac{1}{n} \end{array} \right] \right] \frac{N}{3}\frac{SB_{max}}{6n}. \quad (32)$$

On trouve facilement pour la f. é. m. efficace d'une branche, rapportée à une paire de pôles :

$$E = C_3 \cdot \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \nu \cdot 10^{-8} \cdot \frac{N}{3}\frac{S}{6} B_{max}$$

ou

$$E = C_3 \cdot \frac{\pi}{9\sqrt{2}} 10^{-8} \cdot \nu NSB_{max} \quad (33)$$

$$C_3 = \frac{1}{n^2} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[2 + \frac{3}{2}(n-1)\right] n \\ + 2\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{n}\right)(n-1) \\ + 2\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{n}\right)(n-2) \\ + 2\left(\frac{1}{2} - \frac{3}{n}\right)(n-3) \\ + \cdots\cdots\cdots\cdots \\ + 2\left(\frac{1}{2} - \frac{n-1}{n}\right)(n-(n-1)) \end{array} \right\} \quad (34)$$

La valeur de C_3 peut être exprimée d'une façon simple si l'on emploie les formules :

$$\left. \begin{array}{l} 1 + 2 + 3 + \cdots + n = \frac{n(n+1)}{2} \\ 1^2 + 2^2 + 3^2 \cdots + n^2 = \frac{n^3}{3} + \frac{n^2}{2} + \frac{n}{6} \end{array} \right\} \quad (35)$$

On obtient alors la valeur.

$$C_3 = \frac{5n^2 + 1}{3n^2}. \quad (36)$$

Par un calcul analogue, on obtient pour les courants diphasés pour la f. é. m. d'une branche, rapportée à une paire de pôles.

$$E = C_2 \cdot \frac{\pi}{8} 10^{-8} \cdot \nu NSB_{max} \quad (37)$$

$$C_2 = \frac{1}{n^2} \cdot \left\{ \begin{array}{l} n(n+1) \\ + 4\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{n}\right)(n-1) \\ + 4\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{n}\right)(n-2) \\ + 4\left(\frac{1}{2} - \frac{3}{n}\right)(n-3) \\ + \cdots\cdots\cdots\cdots \\ + 4\left(\frac{1}{2} - \frac{n-1}{n}\right)(n-(n-1)) \end{array} \right\} \quad (38)$$

ou

$$C_2 = \frac{4n^2 + 2}{3n^2}. \quad (39)$$

Le tableau suivant montre comment C_3 et C_2 diminuent d'abord rapidement, puis lentement quand n croît, et s'approchent des valeurs limites (5/3) et (4/3).

n	C_3	C_2	$C_3 \cdot \frac{\pi}{9\sqrt{2}}$	$C_2 \cdot \frac{\pi}{8}$
1	2,000	2,000	0,494	0,786
2	1,750	1,500	0,432	0,589
3	1,705	1,409	0,421	0,553
4	1,688	1,375	0,417	0,540
5	1,681	1,360	0,416	0,534
6	1,677	1,352	0,414	0,532
7	1,672	1,347	0,413	0,529
»	»	»	»	»
∞	1,667	1,333	0,412	0,524

Si pour les courants triphasés, les branches sont reliées en étoile, les valeurs de la f. é. m. doivent être multipliées par $\sqrt{3}$.

IV. *Le champ magnétique pour une excitation à courant alternatif.* — Avec le courant monophasé, on emploie souvent, avec différentes connexions, des enroulements polyphasés. On obtient un enroulement commode en interrompant une branche d'un enroulement triphasé connecté en étoile. Ce cas est facile à calculer au moyen du diagramme de la figure 3. Il suffit de fixer l'axe des temps tournant au moment où il se trouve dans la partie perpendiculaire à OC. Les projections de tous les vecteurs sur cet axe donnent alors les valeurs correspondantes des ampère-tours dans les dents. Ceux-ci varient tous ensemble suivant une loi en sinus. La répartition de champ est donc représentée par une courbe dont les ordonnées varient suivant une loi sinusoïdale.

Si l'on emploie une connexion en triangle et si l'on rompt une jonction, une branche porte un courant deux fois plus intense que les deux autres. Pour obtenir la répartition du champ, on fixe l'axe des temps (fig. 3), au moment où il coïncide avec OA. On obtient une courbe pointue.

Si l'on emploie un enroulement diphasé et une branche, on obtient une courbe plate de la répartition de champ, tandis qu'en groupant en série les deux branches, on obtient une courbe pointue de la répartition du champ. Le champ où n est très grand concorde avec le cas où il existe un enroulement de collecteur auquel le courant est amené par deux balais opposés. L'intensité du champ est alors maxima sous les balais et diminue linéairement des deux côtés.

(A suivre.) B. L.

Le moteur d'induction monophasé *(suite)* (1). — **A. Still.** — *Electrical World.*

III. — *Dispositifs de démarrage pour moteurs d'induction.*

A moins qu'il ne soit muni d'un enroulement supplémentaire ou de quelque autre dispositif auxiliaire, un moteur d'induction monophasé est incapable de démarrer de lui-même. Mais, si le rotor a reçu une impulsion primitive, il continue à tourner en exerçant un couple et sa vitesse s'accélère jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur maxima possible, à peu près égale à la vitesse du synchronisme. L'auteur a expliqué, dans une série d'articles précédents, comment ce résultat est dû à la création d'un champ magnétique produit par les courants magnétisants qui circulent dans les tours du rotor fermés sur eux-mêmes, lorsqu'ils se déplacent dans le champ principal inducteur. Le flux transversal étant décalé de 90° exactement sur le flux principal, il peut évidemment être produit, dans un moteur dont le rotor est immuable, au moyen de bobines statoriques auxiliaires, occupant des intervalles compris entre les bobines principales et excitées par une force électromotrice provenant d'une source indépendante et décalée d'exactement 90° sur la tension existant entre les conducteurs principaux de l'enroulement statorique.

L'adjonction d'un tel dispositif auxiliaire à un moteur monophasé transforme cette machine en un moteur polyphasé, mais tous les moteurs monophasés employés en pratique sont munis de bobines auxiliaires fixes enroulées sur le stator dans l'espace non occupé par les enroulements principaux et alimentés — au moyen d'un déphaseur plus ou moins efficace — par des courants déphasés sur les courants magnétisants qui circulent dans les bobines principales. Le but, dans tous les cas, est de produire un flux transversal présentant aussi exactement que possible la même phase que celui produit par le rotor lui-même : une fois que la vitesse de rotation est atteinte, ce flux est de même phase que les courants induits dans le rotor court-circuité par les pulsations du flux statorique principal. Le résultat est que les courants rotoriques, réagissant sur ce champ transversal, produisent un couple suffisant pour démarrer le rotor malgré les forces statiques qu'il a à surmonter.

Un grand nombre de systèmes déphaseurs, généralement extérieurs au moteur, ont été employés pour produire le déphasage de 90° entre les courants circulant dans les enroulements statoriques principaux et les enroulements de démarrage. Pour de très petits moteurs, un dispositif simple consiste à grouper en série les enroulements principaux et les enroulements de démarrage, mais en branchant une résistance shunt sur les bobines de démarrage. Quand la pleine vitesse est atteinte, ces dernières bobines, ainsi que

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 23 février 1907, p. 280.

leur résistance, sont mises hors circuit et les enroulements principaux sont seuls reliés au réseau. En remplaçant la résistance non inductive par un condensateur, on obtient un meilleur résultat.

Dans le cas de moteurs de forte puissance — dans lesquels on emploie des rotors bobinés, munis de bagues de contact pour permettre d'insérer au démarrage des résistances en série avec les enroulements rotoriques — les enroulements principaux sont connectés directement au réseau et les bobines de démarrage sont reliées en série, soit à un condensateur, soit à une bobine d'induction pour déphaser le courant. La résistance intercalée dans le circuit secondaire est graduellement mise hors circuit et; quand la vitesse atteint environ les trois quarts de la vitesse normale du fonctionnement, le circuit des bobines de démarrage est ouvert.

Généralement, on dispose l'axe magnétique des bobines de démarrage de telle façon qu'il soit décalé de 90° par rapport à l'axe magnétique des bobines principales du stator, bien que dans quelques moteurs Langdon Davies et dans quelques moteurs Wenström, on ait adopté un décalage différent, probablement dans le but d'obtenir, autant que possible, l'effet d'un champ magnétique d'intensité constante tournant à une vitesse uniforme.

Les difficultés éprouvées pour produire des forces magnétisantes importantes suffisamment décalées sont considérables. Le couple produit ne suffit généralement qu'à mettre le moteur en mouvement à vide et l'intensité de courant absorbée au réseau est très grande ; elle est au moins égale à l'intensité du courant de pleine charge du moteur. Il n'est pas possible de démarrer à pleine charge.

Un progrès important a été fait, au point de vue du démarrage des moteurs synchrones, par Heyland qui est parvenu à réaliser une machine démarrant à pleine charge avec une consommation de courant raisonnable. L'enroulement de travail est disposé dans un certain nombre d'encoches ou de trous disposés de la façon habituelle sur le stator, ces encoches occupant environ deux tiers de la périphérie intérieure du noyau du stator et étant disposées de façon à réduire à la plus faible valeur possible le flux de dispersion. Quand l'enroulement principal est relié au réseau d'alimentation, il produit un champ magnétique dans la direction de son axe AA'. Les bobines de démarrage, qui sont mises hors circuit quand le moteur a atteint sa vitesse, sont établies dans des encoches rectangulaires ménagées dans la portion des tôles statoriques inoccupées par les enroulements principaux. Tout courant circulant dans ces bobines tend à produire un flux magnétique à travers le rotor dans la direction de l'axe BB' perpendiculaire à AA'. Ces bobines de démarrage sont formées d'un petit nombre de tours et présentent une résistance faible, de telle sorte que le champ de démarrage est très intense et n'est limité que par la saturation magnétique du fer. Les bobines de démarrage sont reliées directement au réseau d'alimentation et le champ transversal produit est inversement proportionnel au nombre de tours de ces bobines. On peut obtenir ainsi un flux de démarrage beaucoup plus grand qu'avec une bobine de réactance extérieure ou un condensateur destiné à déphaser le courant dans l'enroulement de démarrage ; le couple de démarrage étant égal au produit des courants du rotor et du flux magnétique en phase avec ces courants, il est proportionnel au produit des champs principal et transversal, pourvu que ceux-ci soient déphasés de 90°. En pratique, le déphasage n'atteint jamais cette valeur exacte, mais il atteint largement 45° dans le moteur Heyland, tandis qu'il ne dépasse pas 30° dans les moteurs à bobine de réactance extérieure en série avec l'enroulement de démarrage. Il en résulte que, si le flux de démarrage dans la direction BB' est égal à $\sqrt{2}$ fois le flux principal dans la direction AA', la composante utile du champ transversal, pour un angle de déphasage de 45°, est égale au champ principal à l'instant où le rotor démarre et le couple de démarrage est comparable à celui qu'on obtient avec un moteur diphasé.

Effet d'un accroissement de résistance au démarrage. — Dans tous les moteurs d'induction, polyphasés ou monophasés, on obtient un meilleur couple de démarrage en reliant l'enroulement rotorique à des bagues, sur lesquelles frottent des balais connectés à une résistance non inductive de valeur variable. Les moteurs à rotor bobiné ont donc toujours un meilleur couple de démarrage que les moteurs à rotor en cage d'écureuil. Mais ce dernier type de rotor est beaucoup moins coûteux à construire et présente une grande robustesse ; aussi est-il employé dans tous les moteurs de faible puissance. Il n'est pas éco-

nomique de munir les cages d'écureuil de jonctions résistantes, car ce dispositif entraîne des pertes d'énergie aussi bien au démarrage qu'en marche normale. De tels moteurs peuvent, néanmoins, être avantageusement employés dans certains cas, par exemple quand il s'agit de fournir un travail intermittent.

Les raisons pour lesquelles le couple est amélioré par l'introduction des résistances dans le circuit du rotor peuvent être déduites des considérations suivantes : le couple total exercé par le rotor peut être considéré comme la somme des mouvements de rotation dus à chacun des conducteurs du rotor tendant à se déplacer dans le champ magnétique dans lequel il est plongé, et la valeur de chacun de ces mouvements de rotation peut être exprimée par le produit (courant dans le conducteur rotorique $\times$ composante du flux magnétique en phase avec le courant qui traverse le conducteur) ; ainsi, même si les courants rotoriques et le flux dans l'entrefer ont des valeurs très élevées, il n'y a aucun couple si le déphasage entre le courant et le flux est exactement de 90°.

On a vu précédemment que la force électromotrice dynamique engendrée par la rotation de l'induit dans les bobines *a* qui coupent le flux principal N_a (fig. 4, p. 172, 2 févr.) produisent le flux N_r suivant un axe BB' exactement perpendiculaire à AA' ; ce flux transversal est déphasé de 90° sur le flux principal. Or, les bobines de démarrage ont pour effet de produire dans la direction BB' un flux transversal présentant autant que possible le même déphasage que le flux N_r, c'est-à-dire déphasé de 90° sur la composante utile N_a du flux principal. On peut aussi observer que, quelle que soit la valeur du flux transversal N_r que l'on peut considérer comme dû au courant dans la bobine de démarrage, celle-ci ne peut pas être affectée par les courants qui circulent dans les conducteurs rotoriques représentés par la bobine fermée *b*, et, de même, la valeur du flux principal N_a pénétrant dans le rotor n'est pas modifiée par les courants qui passent dans la bobine fermée *b*. Mais si le circuit magnétique est dimensionné de telle façon que la dispersion magnétique ait une valeur élevée (et c'est invariablement le cas dans un moteur d'induction), des courants intenses circulant dans les bobines telles que *a* augmentent la dispersion des bobines de démarrage, et des courants intenses circulant dans les bobines *b* affaiblissent la composante N_a du flux principal total qui traverse le rotor. Cet effet se produit exactement de la même façon au démarrage et c'est pourquoi l'insertion d'une résistance dans le circuit du rotor améliore le couple de démarrage.

En se reportant à nouveau à la figure 4 et en considérant que N_a représente le flux principal utile qui traverse le rotor, tandis que N_r est la portion du flux de démarrage qui passe à travers le rotor et est en phase avec *b*, c'est-à-dire déphasé de 90° sur N_a, on peut écrire :

couple total de démarrage

$$= (N_a \times \textit{courants en } a) + (N_r \times \textit{courants en } b).$$

mais, pour une résistance donnée des enroulements rotoriques (y compris la résistance de démarrage en série, s'il y en a), les courants en *a*, quand le rotor est immuable, sont évidemment proportionnels au flux N_r, tandis que les courants en *b* sont proportionnels au flux N_a ; on a donc la formule :

$$\textit{couple de démarrage} \equiv (N_a \times N_r) + (N_r \times N_a) \equiv (N_a \times N_r).$$

Cela peut être écrit sous la forme :

$$\textit{couple de démarrage} \equiv N_a \times N_s \sin \alpha,$$

N_a et N_s étant respectivement le flux principal et le flux de démarrage qui pénètrent dans le rotor, et α étant l'angle de déphasage de N_s et de N_a. Dans le moteur Heyland, on s'efforce de donner à $N_s \sin \alpha$ la plus grande valeur possible, de façon à augmenter le couple, tandis que les autres constructeurs ont généralement cherché à obtenir des valeurs égales du champ principal et du champ de démarrage.

(A suivre.) R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les réseaux à courants alternatifs. — **L. Lichtenstein.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 7 février 1907.

Le calcul des réseaux à courant continu est effectué avec l'aide des formules de Kirchhoff : les procédés de calcul employés ne diffèrent que par la façon d'appliquer mathématiquement ces lois et de développer les calculs. Il n'en est plus plus ainsi pour le calcul des réseaux à courant alternatif. A l'effet Joule dans les conducteurs s'ajoute l'influence des champs magnétiques al-



ternatifs. Les deux principales méthodes de calcul par lesquelles on tient compte actuellement des phénomènes en jeu sont sensiblement différentes. L'une d'elles repose sur la considération des « lignes de forces liées à un conducteur ouvert » et envisage les inductions propres et mutuelles de portions rectilignes de conducteurs. L'autre repose sur la considération des lignes de force liées à une boucle de courant et n'envisage que les inductions de boucles. Dans beaucoup de cas, l'emploi des inductions des conducteurs conduit à une simplification de calcul. Mais cet avantage est payé assez cher.

En croyant trouver l'origine des forces électromotrices dans les conducteurs eux-mêmes, on abandonne le terrain sûr de l'expérience physique et l'on arrive fréquemment à des erreurs considérables.

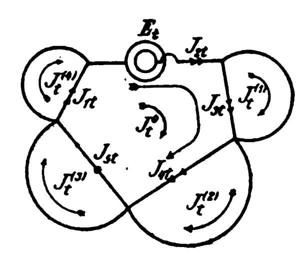


Fig. 1.

L'auteur s'est efforcé de traiter quelques-uns des problèmes les plus ardus du calcul des réseaux alternatifs en se servant exclusivement de la seconde méthode : il espère montrer ainsi les avantages que l'on peut retirer à toujours raisonner sur des bases physiques. Pour simplifier l'exposé relatif aux réseaux alternatifs, l'auteur rappelle d'abord quelques lois connues.

1° Pour chaque boucle linéaire (fig. 2) parcourue par des courants alternatifs, on a une équation :

$$E_t = \sum_{k=1}^{n} J_{k,t} w_k + \frac{dN_t}{dt} \qquad (1)$$

E_t est la valeur instantanée de la f. é. m. agissant dans la boucle,

$J_{k,t}$ est la valeur instantanée du courant dans le $k^{\text{ème}}$ conducteur,

N_t la valeur instantanée du nombre des lignes de force magnétiques traversant la boucle considérée,

w_k est la résistance du $k^{\text{ème}}$ conducteur.

Le courant J_{kt} est considéré comme positif quand sa direction coïncide avec celle des flèches de la figure 1. La f. é. m. E_k est considérée comme positive, quand, considérée en elle-même, elle tend à produire un courant de direction positive (direction des flèches). N_t est positif quand les lignes de force sont dirigées vers la partie inférieure du plan du dessin. La valeur de N_t est donnée par l'équation suivante, pour de faibles fréquences, des conducteurs non magnétiques et des perméabilités constantes du milieu environnant :

$$N_t = LJ_t^0 + M_1 J_t^{(1)} + M_2 J_t^{(2)} + \cdots \qquad (2)$$

L est la self-induction (coefficient de self-induction) de la boucle considérée ; O, μ_1, μ_2... sont les inductions mutuelles (coefficients d'induction mutuelles) des boucles (0), (1); (0), (2); ... ; $J^{(0)}_t$, $J_t^{(1)}$... sont des valeurs instantanées des courants dans les boucles. L, μ_1, μ_2 sont des grandeurs essentiellement positives. $J_t^{(n)}$ est considéré comme positif quand $J_t^{(0)}$ et $J_t^{(n)}$ ont la même direction dans le conducteur commun aux deux boucles. Toutes les grandeurs des formules (1) et (2) sont exprimées en unités électromagnétiques. Si l'on a $E_t = 0$, l'équation a la force simple :

$$\sum_{k=1}^{n} J_{k,t} w_k + \frac{dN_t}{dt} = 0. \qquad (3)$$

2° La self-induction d'une longue boucle rectangulaire de courant (fig. 2) a pour valeur si ρ est grand vis-à-vis de r et R :

$$L = \left\{ 1 + 2 \log_{\text{nat}} \frac{(\rho - R)(\rho - r)}{Rr} \right\} l \text{ unités c. g. s.} \qquad (4)$$

En général, on peut négliger R et r au dénominateur.

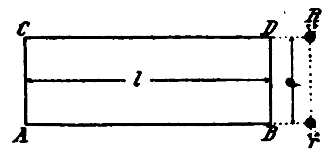


Fig. 2.

3° L'induction mutuelle d'une longue boucle de courant rectangulaire ABCD et d'une boucle formée d'un fil EF fermé (fig. 3) parallèle à AB et CD est

$$M = 2 \log_{\text{nat}} (\rho_1 / \rho_2)\, l \text{ unités c. g. s.} \qquad (5)$$

On désigne naturellement m comme le nom-

bre de lignes de force envoyées à travers la boucle ABCD par un courant « infiniment rectiligne en EF et égal à une unité c. g. s. ».

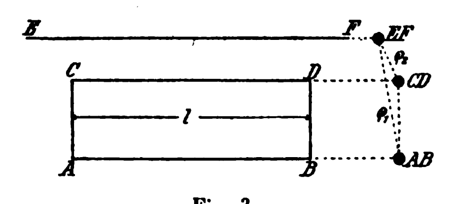


Fig. 3.

4° Si les conducteurs EF et AB coïncident, on a approximativement :

$$M = [0{,}5 + 2\,\lg_{nat}(\rho_1/r)]\,l \text{ unités c. g. s.} \quad (6)$$

M est le nombre de lignes de force magnétiques engendrées à travers la boucle ABCD par le « courant unité (c. g. s.) dans le conducteur AB ».

De (2) à (4), le milieu environnant est l'air.

La f. é. m. induite dans la boucle du courant (fig. 1) par un courant sinusoïdal J_{eff} pour f périodes par seconde est :

$$2\pi f L J_{eff} = 2\pi f \left[1 + 2\,\lg_{nat}\frac{(\rho - R)(\rho - r)}{Rr}\right] l J_{eff} \quad \text{c. g. s.} \quad (7)$$

Si le conducteur cylindrique AB (fig. 2) est constitué par un corps dont la perméabilité μ est constante, mais est différente de l'unité, on doit poser, d'après Maxwell :

$$L = \frac{1}{2}\left[1 + \mu + 4\,\lg_{nat}\frac{(\rho - R)(\rho - r)}{Rr}\right] l \quad \text{c. g. s.} \quad (8)$$

Si le conducteur AB est en fer, la perméabilité est fonction de l'intensité de champ magnétique, et par suite aussi de la densité de courant. Si AB représente un rail en fer, on n'a plus affaire à un conducteur cylindrique. Pour les fréquences généralement employées sur les lignes à courant alternatif, la densité de courant n'est plus constante dans toute la section du rail. Si donc l'on pose pour la force électromotrice induite dans la boucle de la figure 1 la formule :

$$2\pi f \frac{1}{2}\left[1 + \mu + 4\,\log_{nat}\frac{(\rho - R)(\rho - r)}{Rr}\right] . l . J_{eff} = 2\pi f L J_{eff}, \quad (9)$$

on doit introduire pour μ un nombre plus faible que la valeur normalement admise pour la perméabilité dans la construction de machines électriques : ce nombre est nommé par l'auteur « perméabilité équivalente ». Le facteur μ dépend de la section des rails, de l'intensité et de la fréquence. Pour r, on doit introduire le rayon du cercle dont la surface est égale à la section du rail.

Pour (6) on doit poser, quand AB est un rail de chemin de fer, la formule

$$M = \frac{\mu}{2} + \left(2\,\log_{nat}\frac{\rho}{r}\right) l \quad \text{c. g. s.} \quad (10)$$

Ici encore, μ est la « perméabilité équivalente ».

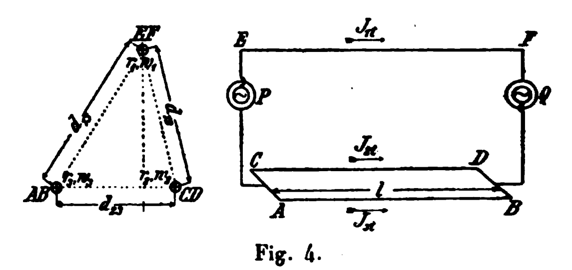


Fig. 4.

Après ces considérations préalables, l'auteur considère la disposition de conducteur représentée par la figure 4. On suppose que la longueur l de la boucle est grande par rapport aux autres dimensions. Soient r_1, r_2, r_3 les rayons des conducteurs ; w_1, w_2, w_3 les résistances par unité de longueur, μ_1, μ_2, μ_3 les perméabilités ; d_{21}, d_{12}, d_{23} les écartements des axes des conducteurs. Soient en outre :

$$\left.\begin{aligned} J_{1t} &= J\cos\omega t \\ J_{2t} &= J'\cos(\omega t - \varphi) \\ J_{3t} &= -J\cos\omega t - J'\cos(\omega t - \varphi) \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

les valeurs instantanées des courants. Les valeurs sont considérées comme positives quand elles ont la direction des flèches tracées sur la figure 4.

On considère le courant J_{1t} comme donné et l'on cherche à déterminer les courants J_{2t} et J_{3t}. C'est là le problème le plus simple du calcul d'un réseau à courant alternatif.

D'après l'équation (3), on a pour ABCD :

$$\Sigma J_{k,t} w_k l + (dN_t/dt) = 0$$

ou

$$J_{2t} w_2 l - J_{3t} w_3 l + (dN_t/dt) = 0. \quad (12)$$

Pour déterminer N_t, on suppose les conducteurs AB, CD et EF complétés par les conducteurs auxiliaires représentés sur la figure 5 et formant, à grande distance, des boucles fermées. Soient J_{1t}, J_{2t} et J_{3t} les courants qui parcourent

ces boucles. Les conducteurs ajoutés GE et FH portent le courant :

$$J_{1t} + J_{2t} + J_{3t} = 0.$$

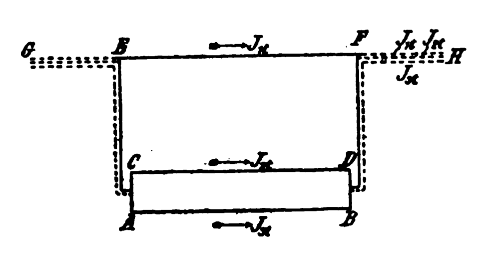


Fig. 5.

La répartition réelle du courant n'est pas modifiée par l'adjonction des conducteurs auxiliaires. D'après (3) et (4), on a :

$$N_t = J_{1t} \cdot 2 \ln \frac{d_{13}}{d_{12}} \cdot l + J_{2t} \left\{ \frac{\mu_2}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_2} \right\} \cdot l - J_{3t} \left\{ \frac{\mu_3}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_3} \right\} \cdot l. \quad (13)$$

Pour simplifier, on introduit les notations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= 2 \ln \frac{d_{13}}{d_{12}} \\ L_2 &= \frac{\mu_2}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_2} \\ L_3 &= \frac{\mu_3}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_3} \\ L_{23} &= L_2 + L_3 = \frac{\mu_2}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}^2}{r_2 \cdot r_3} \\ L_{13} &= \frac{\mu_1}{2} + \frac{\mu_2}{2} + 2 \ln \frac{d_{13}^2}{r_1 \cdot r_3} \\ L' &= L_1 + L_3 = \frac{\mu_3}{2} + 2 \ln \frac{d_{23} \cdot d_{13}}{d_{12} \cdot r_3} \\ L'' &= -L_1 + L_2 = \frac{\mu_2}{2} + 2 \ln \frac{d_{32} \cdot d_{12}}{d_{13} \cdot r_2} \\ & w_2 + w_3 = W. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

L_{13} et L_{23} sont les self-inductions des boucles ABFE et ABDC pour l'unité de longueur.

Des équations (12), (13) et (14), on tire :

$$J_{2t} \cdot w_2 \cdot l - J_{3t} \cdot w_3 \cdot l + \frac{d}{dt} \left\{ J_{1t} \cdot L_1 \cdot l + J_{2t} \cdot L_2 \cdot l - J_{3t} \cdot L_3 \cdot l \right\} = 0$$

ou

$$J' \cos(\omega t - \varphi) \cdot w_2 - \left\{ -J \cos \omega t - J' \cos(\omega t - \varphi) \right\} \cdot w_2 + \frac{d}{dt} \left\{ J \cos \omega t \cdot L_1 + J' \cos(\omega t - \varphi) \cdot L_2 - (-J \cos \omega t - J' \cos(\omega t - \varphi)) L_3 \right\} = 0$$

On en déduit aussi :

$$J' \cos(\omega t - \varphi) \cdot w_2 + J \cos \omega t \cdot w_3 + J' \cos(\omega t - \varphi) \cdot w_3 - \omega \cdot J \sin \omega t \cdot L_1 - \omega \cdot J' \sin(\omega t - \varphi) \cdot L_2 - \omega J \sin \omega t \cdot L_3 - \omega \cdot J' \sin(\omega t - \varphi) \cdot L_3 = 0 ;$$

et, en ordonnant en $\sin \omega t$ et $\cos \omega t$:

$$J' \cos(\omega t - \varphi) \cdot W + J \cos \omega t \cdot w_3 - \omega \cdot J \cdot \sin \omega t \cdot L' - \omega \cdot J' \sin(\omega t - \varphi) \cdot L_{23} = 0$$

$$\cos \omega t \left[WJ' \cos \varphi + J w_3 + \omega J' \cdot L_{23} \cdot \sin \varphi \right] + \sin \omega t \left[WJ' \sin \varphi - \omega J \cdot L' - \omega J' L_{23} \cdot \cos \varphi \right] = 0.$$

Cette équation se décompose en les deux suivantes :

$$\left. \begin{aligned} WJ' \cos \varphi + \omega L_{23} \cdot J' \sin \varphi &= -J w_3 \\ -\omega J' \cdot L_{23} \cdot \cos \varphi + WJ' \sin \varphi &= \omega J L' \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

De l'équation (15), on tire facilement :

$$\left. \begin{aligned} J' \cos \varphi &= -\frac{w_3 W + \omega^2 L' L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \cdot J \\ J' \sin \varphi &= \omega \cdot \frac{WL' - w_3 L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \cdot J ; \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$$J'^2 = J'^2 \cos^2 \varphi + J'^2 \sin^2 \varphi = \frac{(w_3 W + \omega^2 L' L_{23})^2 + \omega^2 (WL' - w_3 L_{23})^2}{(W^2 + \omega^2 L_{23}^2)^2} \cdot J^2$$

et, après une légère transformation

$$J'^2 = \frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \cdot J^2.$$

Si l'on désigne par $J_{1\text{eff}}$, $J_{2\text{eff}}$ et $J_{3\text{eff}}$ les valeurs efficaces des courants dans les conducteurs (1), (2) et (3) de la figure 4, on peut, au lieu de la dernière équation, écrire aussi l'équation suivante :

$$J_{2\text{eff}}^2 = \frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \cdot J_{1\text{eff}}^2. \quad (17)$$

Si l'on échange entre eux les indices 2 et 3 dans l'équation (17), on obtient l'équation :

$$J_{3\text{eff}}^2 = \frac{w_2^2 + \omega^2 L''^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \cdot J_{1\text{eff}}^2 \quad (18)$$

Des équations (17) et (18) on déduit :

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{\sqrt{w_3^2 + \omega^2 L'^2}}{\sqrt{w_2^2 + \omega^2 L''^2}}. \qquad (19)$$

Des équations (16) on tire en outre par division :

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega \cdot \frac{WL' - w_3 L_{23}}{w_3 W + \omega^2 L' L_{23}}, \qquad (20)$$

φ étant le déphasage des courants J_{2t} et J_{1t}.

Si la distance du conducteur (1) aux deux autres conducteurs est très grande, c'est-à-dire si l'on a affaire à une répartition de courant telle que celle de la figure 6, les formules sont plus simples. On a alors :

$$d_{13} = d_{12},$$

$$L' = \frac{\mu_3}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_3} = L_3 ;$$

$$L'' = \frac{\mu_2}{2} + 2 \ln \frac{d_{23}}{r_2} = L_2 ;$$

$$\left. \begin{aligned} J^2_{2\,eff} &= \frac{w_3^2 + \omega^2 L_3^2}{W^2 + \omega^2 L^2_{23}} J^2_{1\,eff} \\ J^2_{3\,eff} &= \frac{w_2^2 + \omega^2 L_2^2}{W^2 + \omega^2 L^2_{23}} J^2_{1\,eff}. \end{aligned} \right\} \qquad (21)$$

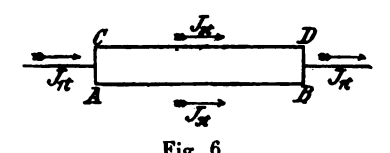


Fig. 6.

Si, en particulier, $\mu_2 = \mu_3$, on a approximativement :

$$L_2 = L_3 = (1/2)\, L_{23}$$

$$\left. \begin{aligned} J^2_{2\,eff} &= \frac{w_2^2 + (1/4)\,\omega^2 L^2_{23}}{W^2 + \omega^2 L^2_{23}} J^2_{1\,eff} \\ J^2_{1\,eff} &= \frac{w_3^2 + (1/4)\,\omega^2 L^2_{23}}{W^2 + \omega^2 L^2_{23}} J^2_{1\,eff}. \end{aligned} \right\} \qquad (22)$$

Les formules (21) et (22) sont toujours valables quand $d_{13} = d_{12}$ c'est-à-dire quand le triangle ACE (fig. 4) reste semblable à lui-même.

L'énergie transformée en chaleur dans les conducteurs (2) et (3) a pour valeur :

$$A = w_2 J^2_{2\,eff} + w_3 J^2_{3\,eff}$$

$$= \left[\frac{w_2 w_3^2 + w_3 w_2^2}{W^2 + \omega^2 L^2_{13}} + \omega^2 \frac{w_2 L'^2 + w_3 L''^2}{W^2 + \omega^2 L^2_{23}} \right] J^2_{1\,eff}. \qquad (23)$$

En particulier, si l'on a les égalités :

$$d_{12} = d_{13} ; \qquad \mu_2 = \mu_3,$$

A a approximativement la valeur :

$$A = J^2_{1\,eff} = \frac{w_2 w_3 + (1/4)\,\omega^2 L^2_{23}}{W + (\omega^2 L^2_{23}/W)} \qquad (24)$$

L'auteur considère alors quelques cas particuliers.

(A suivre.) B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Étude expérimentale faite sur des circuits oscillants accouplés *(fin)* (¹). — **E. Fischer.** — *Annalen der Physik*, n° 2, 1907.

Les mesures montrent donc que la théorie donne des valeurs exactes des fréquences des deux oscillations, mais des valeurs fausses des décréments. Il y a donc lieu de penser que tous les phénomènes dans lesquels le décrément joue un rôle ne sont pas représentés d'une façon exacte par la théorie généralement admise. Dans tous les cas de ce genre, il est nécessaire de vérifier expérimentalement la théorie. C'est ce qu'a fait l'auteur pour quelques questions particulièrement importantes en pratique.

En premier lieu, il a étudié comment varient, lorsqu'on augmente la valeur de l'accouplement entre le circuit primaire et le circuit secondaire :

1° L'amplitude maxima dans le secondaire ;

2° L'énergie du courant dans le secondaire ;

3° L'énergie du courant dans un troisième circuit accouplé d'une façon extrêmement lâche avec le secondaire.

Ces trois études ont un point commun : la détermination de la valeur de l'accouplement. L'auteur a d'abord construit un appareil permettant de déplacer, d'une façon mesurable, les deux circuits l'un par rapport à l'autre, et d'en déduire l'accouplement. Mais l'accouplement variant pour de très faibles déplacements des deux circuits étudiés, il était bon de déterminer fréquemment à nouveau l'accouplement quand on faisait des mesures un peu longues.

I. — *Amplitude maxima dans le secondaire.*

a) Pour étudier l'amplitude maxima, on plaça en dérivation aux bornes d'un conducteur intercalé dans le circuit secondaire un éclateur muni

(¹) *Eclairage Electrique*, tome L, 24 mars 1907, p. 319.

de conducteurs de jonction aussi courts que possible : les longueurs d'étincelle étaient mesurées au moyen d'un micromètre et l'on en déduisait la tension correspondante au moyen des courbes d'Algermissen. Le rayon des sphères en laiton était de 1 centimètre. Les boules étaient fréquemment polies.

b) Le tableau II indique les résultats des mesures faites pour différentes valeurs de l'amortissement dans le circuit secondaire.

TABLEAU II

Système A. $N = 2,317 \cdot 10^6$/sec. $\delta_I = 0,113$.

k'	$\delta_{II} = 0,115$	0,205	0,297
0,490	$1,38 \cdot 10^4$	$1,30 \cdot 10^4$	$1,23 \cdot 10^4$ volts
0,362	2,41	1,32	1,25 —
0,215	1,32	1,27	1,11 —
0,152	1,25	1,11	1,00 —
0,098	1,05	0,94	0,80 —
0,063	0,85	0,75	0,64 —

Système B. $N = 1,753 \cdot 10^6$/sec. $\delta_I = 0,154$.

k'	$\delta_{II} = 0,034$	0,10	{ 0,216 / 0,20 }	0,370
0,356	$3,00 \cdot 10^4$	»	»	»
0,349	2,98	$2,85 \cdot 10^4$	$2,71 \cdot 10^4$	$2,50 \cdot 10^4$ volts
0,347	2,97	2,84	2,70	»
0,271	2,84	2,68	2,55	»
0,256	2,76	2,66	2,47	2,27 —
0,248	2,75	»	»	»
0,203	2,59	2,46	2,27	»
0,163	2,54	»	»	»
0,153	2,39	2,25	2,01	1,74 —
0,119	2,22	2,07	1,84	»
0,098	2,10	1,92	1,68	1,35 —
0,083	1,97	1,78	1,56	»
0,059	»	1,46	1,16	0,92 —
0,054	1,71	»	»	»
0,019	1,01	»	»	»

On déduit de ces chiffres les résultats suivants :

I. Pour le système A :

1° L'amplitude maxima croît rapidement avec l'accouplement, atteint une valeur maxima, et diminue ensuite un peu, pour atteindre à nouveau, pour un accouplement encore plus rigide ($k' = 0,6$ environ), la valeur maxima précédente.

2° Plus l'amortissement est grand, plus le maximum de la courbe est aplati et plus doit être grande la valeur de l'accouplement pour que ce maximum soit atteint.

II. Pour le système B :

L'accroissement de l'amplitude maxima quand la valeur de l'accouplement augmente est, toutes choses égales d'ailleurs, d'autant plus faible que l'amortissement du système est plus grand. Il ne se produit pas de maximum jusqu'à un accouplement de 0,35.

III. Une comparaison des courbes des deux systèmes montre, en outre, que la forme de la courbe pour l'amplitude maxima ne dépend pas seulement de $\delta_I + \delta_{II}$, mais aussi de la constitution du système.

c) La forme de ces courbes a été étudiée aussi théoriquement. La théorie pose les conditions que l'on ait :

$$\frac{V_{II\,max}}{V_I} = \rho A,$$

$V_{II\,max}$ étant l'amplitude maxima dans le circuit secondaire et V_I la tension dans le circuit primaire. A est essentiellement une constante et dépend du rapport des capacités du circuit primaire et du circuit secondaire ; ρ désigne un facteur plus petit que l'unité et variable avec l'accouplement et l'amortissement.

Les courbes théoriques établies par Drude pour ρ devraient donc pouvoir être réduites aux courbes obtenues expérimentalement pour l'amortissement correspondant. Mais cela n'est pas possible. En particulier, le système A présente, entre $k' = 0,2$ et $k' = 0,4$, un maximum qui n'existe pas dans la courbe théorique. Dans le système B au contraire la différence entre la courbe théorique et la courbe expérimentale est assez faible.

II. — *Énergie du courant* [1] *dans le circuit secondaire.*

a) Pour mesurer l'énergie du courant dans le circuit secondaire, l'auteur a employé un circuit contenant un thermo-élément, dont l'inductance avait une valeur élevée vis-à-vis de la résistance. Ce circuit était accouplé avec le circuit secondaire, en un point où le primaire n'exerçait aucune induction. Pour déterminer la valeur de

[1] Ou effet intégral.

l'accouplement et l'énergie du courant, on employait le même thermo-élément.

b) Le tableau III indique les résultats des mesures.

TABLEAU III

Système A. $N = 2{,}317 \cdot 10^6$/sec. $\mathfrak{d}_1 = 0{,}113$.

k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0{,}115$	0,205	0,298
0,490	i^2 eff. = 5,92	4,85	3,88
0,362	5,70	4,51	3,58
0,215	5,70	4,38	3,42
0,098	5,18	3,98	2,89
0,063	4,60	3,54	2,51

Système B. $N = 1{,}753 \cdot 10^6$/sec. $\mathfrak{d}_1 = 0{,}154$.

k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0{,}034$	0,100	0,216	0,370
0,347	i^2 eff. = 8,17	6,78	5,15	4,03
0,256	8,02	6,55	4,99	3,74
0,153	7,68	6,24	4,56	3,19
0,098	»	5,91	4,15	2,56
0,059	»	4,93	2,82	1,55

$\mathfrak{d}_{11} = 0{,}034$. $\mathfrak{d}_1 = 0{,}154$.

$k' = 0{,}348$	0,273	0,232	0,176	0,129	0,100	0,066	0,035
i^2 eff. = 8,29	8,10	7,81	7,70	7,44	7,20	6,90	5,23

Les valeurs trouvées conduisent aux résultats suivants :

1° L'énergie du courant croît très vite avec l'accouplement et atteint, même déjà pour un accouplement assez faible, une valeur au delà de laquelle elle augmente peu, lorsque l'accouplement continue à devenir de plus en plus rigide ;

2° Ce coude de la courbe est de moins en moins net quand l'amortissement du système augmente. Il est atteint pour un accouplement d'autant plus rigide que l'amortissement est plus grand.

III. — *Énergie du courant dans un circuit tertiaire avec accouplement extrêmement lâche.*

a) Dans la pratique de la radiotélégraphie, la question se pose de savoir comment doit être accouplé le système transmetteur pour que l'on obtienne le maximum d'action sur un récepteur situé à une distance déterminée, en supposant que le récepteur soit accordé sur l'une des deux oscillations du transmetteur.

Les mesures suivantes ont eu pour but d'élucider cette question dans le cas de systèmes fermés : ce n'est que par analogie qu'elles peuvent donner une idée des conditions que l'on rencontre en radiotélégraphie : malgré cela, l'auteur désigne les circuits sous la dénomination de transmetteur et de récepteur.

b) Comme transmetteur, on employait successivement les systèmes A et B ; comme récepteur, on employait le circuit de mesure. Le circuit secondaire du système transmetteur agissait par induction sur le circuit de mesure, avec un accouplement extrêmement lâche, et l'auteur a cherché pour quelle valeur de cet accouplement du transmetteur on obtenait les meilleurs résultats.

c) La mesure a présenté de grandes complications : le tableau IV indique les résultats obtenus.

Les chiffres de ce tableau conduisent aux résultats suivants :

1° L'énergie du courant augmente avec une rapidité surprenante quand l'accouplement du système croît, atteint une valeur maxima pour un accouplement très faible (0,06 environ), et décroît ensuite rapidement. Le maximum est toujours obtenu dans une région dans laquelle les maxima de la courbe de résonance ne sont pas encore distincts l'un de l'autre ;

2° Plus est grand l'amortissement du circuit secondaire et du circuit de mesure, plus est élevée la valeur de l'accouplement correspondant au maximum d'énergie dans le circuit de mesure ;

3° Pour le système A, l'énergie de courant de l'oscillation la plus rapide est toujours plus grande que celle de l'oscillation la plus lente, quand il y a une différence entre les deux. Les courbes relatives au système B laissent prévoir que, pour un accouplement encore plus rigide, on devrait s'attendre à une supériorité importante de l'oscillation la plus rapide sur l'oscillation la plus lente.

d) Il est intéressant d'étudier, pour un certain accouplement du système, quelles sont les valeurs des fréquences du récepteur qui correspondent aux maxima de la courbe de résonance. On trouve ainsi les résultats suivants :

TABLEAU IV

Système A. $N = 2,317 \cdot 10^6$/sec. $\mathfrak{d}_1 = 0,113$.

k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0,139$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,10$		$\mathfrak{d}_{11} = 0,202$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,200$		$\mathfrak{d}_{11} = 0,299$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,300$	
	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.
0,500	5,13	3,45	1,83	1,04	4,34	2,58
0,302	4,91	3,70	1,76	1,19	3,99	3,21
0,189	4,84	4,16	1,61	1,49	3,69	3,51
0,131	5,32	5,08	1,85	1,84	5,08	
0,109	5,21	5,50	2,07	2,04	5,28	
0,063	6,55		20,9		4,01	
0,046	6,01		1,52		2,30	
0,033	3,47		0,83		1,37	

Système B. $N = 1,753 \cdot 10^6$/sec. $\mathfrak{d}_1 = 0,154$.

k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0,034$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,031$		k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0,100$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,104$	
	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.		i_1^2 eff.	i^2 eff.
0,353	3,93	4,25	0,349	7,80	6,50
0,265	3,64	4,43	0,272	6,99	7,35
0,218	3,58	4,48	0,192	6,73	7,70
0,200	3,58	4,44	0,146	7,10	8,05
0,136	3,58	4,64	0,090	7,80	8,60
0,092	3,60	4,80	0,075	9,35	
0,071	4,20	4,94	0,068	Max. : 9,61	
0,056	5,21		0,044	9,50	
0,039	7,40				
0,014	Max. : 13,2				

k'	$\mathfrak{d}_{11} = 0,216$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,204$		$\mathfrak{d}_{11} = 0,370$ $\mathfrak{d}_{111} = 0,308$	
	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.	i_1^2 eff.	i_2^2 eff.
0,344	7,69	6,59	2,84	2,63
0,260	6,94	6,83	2,74	2,88
0,216	6,77	7,18	2,75	2,92
0,170	6,50	7,47	2,80	3,00
0,125	7,12	7,60	3,12	
0,086	8,10		3,10	
0,080	Max. : 8,11		2,74	
0,063	7,70		2,10	
0,051	6,90		1,88	
0,044	5,34		1,40	

1° Pour un accouplement déterminé, si l'amortissement va en croissant, les deux fréquences n'_1 et n'_2 pour lesquelles l'énergie de courant est maxima se rapprochent de plus en plus de la fréquence N sur laquelle sont accordés les deux circuits ;

2° Plus l'accouplement est lâche, et plus cet effet est marqué. Quand, pour un amortissement considérable, l'accouplement diminue de valeur, le plus petit des deux maxima s'évanouit de plus en plus. Il n'existe plus qu'un maximum qui s'approche de plus en plus de la valeur de N. Par suite de l'aplatissement des courbes de résonance, la détermination de la fréquence n'est pas exacte dans ce cas, pour un amortissement considérable.

Si l'on rassemble les résultats des mesures I à III, on peut en déduire les conclusions générales suivantes :

1° Toutes les courbes présentent, pour un certain accouplement, un maximum ou un coude. Dans les trois cas il existe donc un degré d'accouplement au delà duquel on n'a aucun intérêt pratique à aller ;

2° Ce « maximum pratique » est d'autant moins élevé que l'amortissement est plus grand, et, quand l'amortissement croît, il faut que le degré d'accouplement augmente aussi pour que ce maximum pratique soit atteint ;

3° Si le circuit primaire et le circuit secondaire ont un amortissement constant, et si le circuit tertiaire à accouplement lâche (récepteur) a le même amortissement que le circuit secondaire, et si l'on modifie l'accouplement entre le circuit primaire et le circuit secondaire depuis $k' = 0$, l'énergie transmise au circuit tertiaire, accordé sur l'une des oscillations du système transmetteur, atteint d'abord un maximum pour un accouplement lâche, puis diminue beaucoup, et croît ensuite lentement quand l'accouplement devient de plus en plus rigide. Lorsque l'accouplement devient de plus en plus rigide, l'amplitude maxima du circuit secondaire atteint son maximum pratique.

R. V.

ÉLECTROCHIMIE

Sur quelques expériences pour la récupération du fer et du nickel des déchets de tôles nickelées. — **K. Richter.** — *Elektrotechnische Zeitschrift.*

Certaines industries donnent comme résidus à une grande quantité de déchets de tôles de fer

recouvertes d'une pellicule de cuivre seul, ou de cuivre recouvert lui-même de nickel. Les teneurs en cuivre oscillent entre 4,78 et 8,22 ; les teneurs en nickel sont comprises entre 0 °/₀ et 1,47 °/₀. Il serait très important de pouvoir utiliser ces déchets, mais c'est là un problème extrêmement difficile à résoudre.

Pour des adjonctions dans les hauts fourneaux ou dans les fours à acier Martin, ces déchets contiennent trop de cuivre, et il est impossible de les utiliser dans les appareils d'extraction du cuivre par les chlorures. S'il était possible de trouver un procédé simple et économique pour séparer les métaux, on récupérerait une bonne partie du fer et on pourrait employer à nouveau le cuivre et le nickel. Les essais faits avec des procédés mécaniques sont restés sans résultat, aussi bien avec un jet de sable produit avec de l'air comprimé qu'avec d'autres dispositifs équivalents. Par chauffage convenable dans une atmosphère oxydante et enlèvement des oxydes produits (au moyen de laminoirs cannelés) on est parvenu à un meilleur résultat, mais la séparation était encore incomplète et les dépenses d'énergie étaient trop élevées pour un résultat médiocre. Finalement, on essaya de séparer les métaux par des procédés électrolytiques, et l'on a obtenu dans cette voie des résultats relativement satisfaisants. Les déchets, perforés d'un certain nombre de trous, étaient employés comme anodes, tandis que les cathodes étaient formées de cinq feuilles de plomb. On trouva d'abord que la dissolution de la couche de nickel exige une beaucoup plus faible tension que celle du cuivre, ce qui d'ailleurs est difficilement explicable par les phénomènes électrochimiques qui prennent naissance dans le bain. Par exemple, dans un bain consistant en acide sulfurique étendu, il fallait 0,5 à 1 volt pour une densité de courant de 4,8 ampères par décimètre carré pour le nickel, et 2,8 volts pour une densité de 19,2 ampères par décimètre carré pour le cuivre. La séparation des métaux est complète et simultanée. Le cuivre se dépose sous forme d'une poudre sur les feuilles de plomb cathodiques et tombe de là au fond de la cuve ; le nickel se dissout dans le bain. Le fer, complètement décuivré, peut être employé aussitôt dans le four Martin. Pour employer en grand ce procédé électrolytique de séparation, il faut d'abord nettoyer les déchets dans des tambours en fer remplis de chaux vive, de soude et de sable. Ensuite, on lave à grande eau, puis on porte les déchets dans les bains, qui doivent être munis de dispositifs d'aspiration des gaz. La boue de cuivre est enlevée de temps en temps du bain, lavée, séchée et portée au four à raffiner. L'épuration de l'électrolyte, qui contient environ 1gr,5 de cuivre par litre, peut être effectuée électrolytiquement, entre des électrodes inattaquables, puis on fait cristalliser par évaporation, et on travaille chimiquement le sulfate de fer et de nickel obtenu, de façon à en extraire le nickel.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 16 Mars 1907. 14e Année. — N° 11.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DU RECEPTEUR TÉLÉPHONIQUE *(suite)* (1).

B. — Courants dans la plaque.

Nous allons maintenant étudier les courants de Foucault qui peuvent se produire dans la plaque vibrante.

L'amplitude des vibrations de cette plaque est très faible, et il doit en être de même des courants induits ; mais la chaleur produite par ces courants est de même ordre que le travail des forces qui produisent les vibrations, car cette chaleur et ce travail sont de l'ordre du carré de l'amplitude, de sorte que le rapport entre ces 2 quantités est indépendant de cette amplitude.

Ceci posé, considérons notre plaque comme limitée par 2 plans parallèles, indéfinis, et prenons pour axe ox la perpendiculaire à ces 2 plans.

Si Ω est le potentiel magnétique de la plaque, les composantes de l'induction magnétique à l'intérieur sont :

$$\mu\frac{\partial\Omega}{\partial x}, \quad \mu\frac{\partial\Omega}{\partial y}, \quad \mu\frac{\partial\Omega}{\partial z}$$

La vitesse de déplacement de la plaque a pour composantes x', o, o, et par suite les composantes de la force électromotrice qui donne naissance aux courants de Foucault sont :

$$0, \quad \mu x'\frac{\partial\Omega}{\partial z}, \quad -\mu x'\frac{\partial\Omega}{\partial y}$$

(1) *L'Éclairage Électrique*, t. L, 16, 23 février et 9 mars 1907, p. 222, 257 et 329.

et les composantes du courant lui-même sont, en négligeant la self-induction de ce courant de Foucault :

$$o, \qquad \mu C x' \frac{\partial \Omega}{\partial z}, \qquad -\mu C x' \frac{\partial \Omega}{\partial y}.$$

Il faudrait en réalité ajouter à ces 3 composantes 3 termes de la forme :

$$C\frac{\partial V}{\partial x}, \qquad C\frac{\partial V}{\partial y}, \qquad C\frac{\partial V}{\partial z}$$

V étant le potentiel électrique.

Mais le courant doit satisfaire à la condition solénoïdale, ce qui donne :

$$C\Delta V + \mu C x' \left(\frac{\partial^2 \Omega}{\partial z . \partial y} - \frac{\partial^2 \Omega}{\partial y . \partial z}\right) = o$$

ou :

$$\Delta V = o.$$

D'ailleurs sur les 2 plans limitant la plaque, le courant est parallèle et par suite n'a pas de composantes suivant ox. Donc sur ces deux plans limites

$$\frac{\partial V}{\partial x} = o.$$

Par suite, d'après un théorème sur les fonctions harmoniques, cette fonction V reste constante à l'intérieur du volume limité par ces 2 plans ; comme d'ailleurs à l'infini elle est nulle, c'est qu'en tout point de la plaque, on a :

$$V = o.$$

Donc, si C est exprimé en unités c. g. s., la chaleur produite est en ergs :

$$\mu^2 C x'^2 dt \int \left[\left(\frac{\partial \Omega}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial \Omega}{\partial z}\right)^2\right] d\tau$$

l'intégration étant étendue à toute la plaque.

Champ magnétique dans la plaque. — Pour pouvoir aller plus loin dans cette étude, il faut se faire une idée de la distribution magnétique à l'intérieur de la plaque.

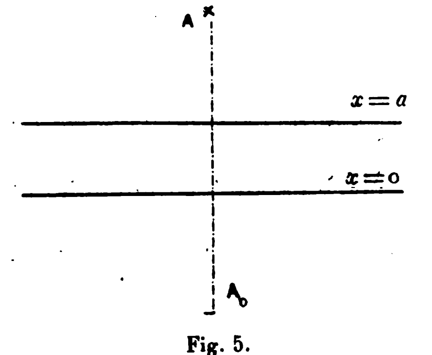


Fig. 5.

Supposons le champ produit par un pôle magnétique A_0 de masse unité (fig. 5).

Soient

$$\begin{cases} x = o \\ x = a \end{cases}$$

les équations des deux plans limitant la plaque, et soit $-\alpha$ la coordonnée du pôle A_0 ; d'ailleurs comme ce pôle est hors de la plaque :

$$\alpha > a.$$

Désignons par v_0 le potentiel magnétique qui serait dû au pôle A_0 s'il n'y avait pas de fer, et désignons par V le potentiel magnétique réel.

On a :

$$V \neq v_0$$

à cause précisément de la présence de la lame de fer. C'est cette fonction V que nous nous proposons de déterminer.



Nous emploierons pour cela la méthode dite des images.

Considérons les deux séries de points :

A_1	$x = +\alpha$	A_0	$x = -\alpha$
A_2	$x = 2a + \alpha$	A_{-1}	$x = -2a - \alpha$
A_3	$x = 4a + \alpha$	A_{-2}	$x = -4a - \alpha$
. . . . . .	. . . . . .	. . . . . .	. . . . . .
A_n	$x = 2(n-1)a + \alpha$	A_{-n}	$x = -2na - \alpha.$

Il est évident que le point A_n est symétrique de A_{1-n} par rapport au plan $x = 0$ et qu'il est symétrique du point A_{2-n} par rapport au plan $x = a$.

Appelons v_i le potentiel dû à une masse unité, en l'absence de tout fer, située au point A_i.

A cause de la symétrie par rapport au plan $x = 0$, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} (v_n)_{x=0} = (v_{1-n})_{x=0} \\ \left(\dfrac{dv_n}{dx}\right)_{x=0} = -\left(\dfrac{dv_{1-n}}{dx}\right)_{x=0}. \end{array} \right. \qquad (1)$$

De même, à cause de la symétrie par rapport au plan $x = a$, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} (v_n)_{x=a} = (v_{2-n})_{x=a} \\ \left(\dfrac{dv_n}{dx}\right)_{x=a} = -\left(\dfrac{dv_{2-n}}{dx}\right)_{x=a}. \end{array} \right. \qquad (2)$$

Désignons enfin plus particulièrement par

V_1 le potentiel magnétique	dans la	région	$x < 0$
V_2	—	—	$0 < x < a$
V_3	—	—	$x > a.$

Je dis que :

$$V_1 = v_0 + \sum_{i=1}^{i=\infty} \alpha_i v_i$$

$$V_2 = \sum_{i=1}^{i=\infty} \beta_i v_i + \sum_{i=0}^{i=\infty} \gamma_i v_{-i}$$

$$V_3 = \sum_{i=0}^{i=\infty} \delta_i v_{-i}$$

les α, β, γ, δ étant des constantes convenablement choisies.

En effet, à quelles conditions doit satisfaire le potentiel V produit par le pôle A_0 ?

1° V doit être une fonction continue ainsi que ses dérivées en tous les points de l'espace excepté en A_0.

2° En tout point de l'espace $\Delta V = 0$.

3° A l'infini on a $V = 0$.

4° Sur les surfaces de séparation des milieux, on doit avoir :

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_1)_{x=0} = (V_2)_{x=0} \\ (V_1')_{x=0} = \mu(V_2')_{x=0}, \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_2)_{x=a} = (V_3)_{x=a} \\ (V_3')_{x=a} = \mu(V_2')_{x=a}. \end{array} \right.$$

(Ici V_1' par exemple indique la dérivée de V_1 par rapport à x, etc...)

Les expressions que nous avons données relativement à V_1, V_2, V_3 satisfont-elles à ces conditions ?

1° Ces fonctions ne peuvent devenir infinies que si l'une des fonctions v le devient, et une fonction telle que v_i ne peut présenter de discontinuité qu'au pôle A_i.

Donc V_2 est continue dans la région $o < x < a$ puisqu'il n'y a aucun pôle magnétique dans cette région. De même V_3 est continue dans toute la région $x > a$ puisque dans cette région il n'y a que des pôles A_1, A_2..., A_n et aucun des pôles A_0, A_{-1}, A_{-2}...

Enfin, pour la même raison, V_1 est continue en tous les points de la région $x < o$ sauf au point A_0.

Donc la fonction V est continue en tous les points de l'espace, ainsi que ses dérivées, excepté au point A_0.

2° En tout point de l'espace on a :

$$\Delta v_i = o.$$

Donc :

$$\Delta V_1 = o = \Delta V_2 = \Delta V_3$$

ou si on veut

$$\Delta V = o.$$

3° A l'infini :

$$v_i = o.$$

Donc :

$$V_1 = o \qquad x = -\infty$$
$$V_3 = o \qquad x = +\infty.$$

4° Restent les conditions que doivent remplir V_1, V_2, V_3 sur les surfaces de séparation des milieux.

C'est justement en écrivant que les 4 conditions, indiquées plus haut, sont satisfaites, que nous allons déterminer les coefficients.

On devra avoir les identités suivantes :

$$v_0 + \alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \cdots\cdots + \alpha_n v_n + \cdots\cdots = \beta_1 v_1 + \cdots\cdots + \gamma_0 v_0 + \gamma_1 v_{-1} + \cdots\cdots \gamma_{n-1} v_{1-n}$$
$$v'_0 + \alpha_1 v'_1 + \cdots\cdots + \alpha_n v'_n = \mu(\beta_1 v'_1 + \cdots\cdots + \gamma_0 v'_0 + \gamma_1 v'_{-1} + \cdots\cdots + \gamma_{n-1} v'_{1-n})$$
$$\delta_0 v_0 + \delta_1 v_1 + \cdots\cdots + \delta_n v_{-n} = \beta_1 v_1 + \cdots\cdots + \gamma_0 v_0 + \gamma_1 v_{-1} + \cdots\cdots + \gamma_{n-1} v_{1-n} + \cdots\cdots$$
$$\delta_0 v'_0 + \delta_1 v'_{-1} + \cdots\cdots + \delta_n v'_{-n} = (\beta_1 v'_1 + \cdots\cdots + \gamma_0 v'_0 + \gamma_1 v'_{-1} + \cdots\cdots + \gamma_{n-1} v_{1-n} + \cdots\cdots)\mu$$

les 2 premières identités ayant lieu pour $x = o$;
les 2 dernières identités ayant lieu pour $x = a$.

En tenant compte des conditions (1) et (2), et égalant les coefficients des termes semblables, il vient :

$$\left\{\begin{aligned} 1 + \alpha_1 &= \beta_2 + \gamma_0 \\ \alpha_2 &= \beta_2 + \gamma_1 \\ \alpha_3 &= \beta_3 + \gamma_2 \\ &\cdots\cdots \\ \alpha_n &= \beta_n + \gamma_{n-1} \end{aligned}\right. \quad \left\{\begin{aligned} -1 + \alpha_1 &= \mu(\beta_1 - \gamma_0) \\ \alpha_2 &= \mu(\beta_2 - \gamma_1) \\ \alpha_3 &= \mu(\beta_3 - \gamma_2) \\ &\cdots\cdots \\ \alpha_n &= \mu(\beta_n - \gamma_{n-1}) \end{aligned}\right. \quad \left\{\begin{aligned} \delta_0 &= \beta_2 + \gamma_0 \\ \delta_1 &= \beta_3 + \gamma_1 \\ &\cdots\cdots \\ \delta_n &= \beta_{n+2} + \gamma_n \\ \beta_1 &= o \end{aligned}\right. \quad \left\{\begin{aligned} \delta_0 &= -\mu\beta_2 + \mu\gamma_0 \\ \delta_1 &= -\mu\beta_3 + \mu\gamma_1 \\ &\cdots\cdots \\ \delta_n &= -\mu\beta_{n+2} + \mu\gamma_n \end{aligned}\right.$$

d'où l'on tire facilement, en posant :

$$\lambda = \frac{\mu - 1}{\mu + 1}$$



$$\alpha_1 = -\lambda$$

$$\gamma_0 = \frac{2}{\mu + 1} \quad \text{et} \quad \begin{array}{ll} \beta_1 = 0 & \gamma_1 = \lambda^2\gamma_0 \\ \beta_2 = \lambda\gamma_0 & \gamma_2 = \lambda^4\gamma_0 \\ \beta_3 = \lambda^3\gamma_0 & \gamma_3 = \lambda^6\gamma_0 \\ \beta_4 = \lambda^5\gamma_0 & \ldots\ldots \\ \ldots\ldots & \gamma_n = \lambda^{2n}\gamma_0 \\ \beta_n = \lambda^{2n-3}\gamma_0 & \ldots\ldots \end{array}$$

La fonction V est donc complètement déterminée.

Si nous nous en tenons à la fonction V_2 qui est celle qui nous intéresse actuellement, on voit que ses coefficients forment 2 progressions géométriques de raison λ^2, de sorte que le potentiel à l'intérieur de la plaque est le même que si nous avions une série de pôles de même signe, placés à une distance $2a$ les uns des autres et décroissant en progression géométrique de raison

$$\lambda^2 = \left(\frac{\mu - 1}{\mu + 1}\right)^2.$$

En particulier, si la perméabilité μ est très grande, la progression décroît très lentement; si on a :

$$\mu = 1,$$

c'est-à-dire s'il n'y a pas de fer, tous les termes s'annulent à l'exception du terme $\gamma_0 v_0$ et on retrouve dans ce cas :

$$V_2 = \gamma_0 v_0 = \frac{2}{\mu + 1} v_0 = v_0.$$

Intensité des courants de Foucault.

On peut maintenant se rendre compte de l'intensité du champ à l'intérieur de la plaque, car il suffit d'ajouter entre eux les effets de toutes les mesures magnétiques envisagées séparément.

Nous pouvons admettre que la plupart des lignes de force, après avoir traversé l'entrefer de AB en CD (fig. 6), vont de CD en C'D' à travers la plaque vibrante, puis traversent de nouveau l'entrefer de C'D' à A'B'. Il en résulte que le champ d'induction magnétique est assez considérable dans la plaque entre CD et C'D' et est sensiblement parallèle à la direction de la plaque, et cela justement parce qu'il se concentre en grande partie dans une plaque très mince.

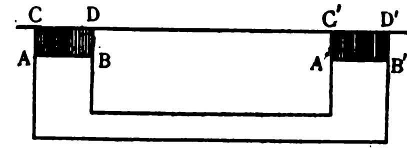


Fig. 6.

Ceci posé, nous avons vu que la chaleur Joule produite par ces courants était

$$\mu^2 C x'^2 dt \int \left[\left(\frac{d\Omega}{dy}\right)^2 + \left(\frac{d\Omega}{dz}\right)^2\right] d\tau = R x'^2 dt$$

l'intégrale étant étendue à tout le volume de la plaque.

Calculons R.

Pour cela donnons-nous les dimensions du système :

Nous supposerons que la plaque a une surface de 1 centimètre carré et une épaisseur de $0^{mm},1$; quant au noyau il a une section de 10 millimètres carrés, soit 2 millimètres dans le plan de la figure et 5 millimètres en profondeur.

Le champ d'induction magnétique est à peu près de 1 000 unités c. g. s. dans l'entrefer, par suite dans la plaque, la section de passage du flux étant 10 fois plus petite, cette induction devient égale à 10 000.

Si nous la supposons uniforme on aura donc :

$$\mu^2\left[\left(\frac{d\Omega}{dy}\right)^2+\left(\frac{d\Omega}{dx}\right)^2\right]=(10^4)^2=10^8$$

$$C=10^{-4}$$

et enfin :

$$\int d\tau = 1^{\text{cm}^2}\times 0^{\text{mm}},1=10^{-2}$$

Donc finalement

$$R_{c.g.s.}=10^8\times 10^{-4}\times 10^{-2}=100.$$

C. — Application de cette théorie au récepteur téléphonique.

Nous allons maintenant introduire les courants de Foucault dans les équations précédemment trouvées.

Soient j et j_1 les intensités moyennes des courants de Foucault dans le noyau et dans la plaque.

On peut écrire, en reprenant notre fonction H′ du début :

$$H'=\frac{mx'^2}{2}+\psi$$

ψ étant un polynôme homogène du 2e degré en i, j, j_1 et x

On aura :

$$H'=\frac{mx^2}{2}+\frac{Li^2}{2}+M'ix+\frac{Kx^2}{2}+\frac{Aj^2}{2}+Bij+Cjx+\frac{Dj_1^2}{2}+Gij_1+Pj_1x+Qjj_1$$

d'où on peut déduire quatre équations de Maxwell :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial x'}\right)-\frac{dH'}{\partial x}=0,$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial i}\right)=E-R_i,$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial j}\right)=-Sj,$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial H'}{\partial j_1}\right)=-S_1j_1.$$

Les deux premières équations ont déjà été obtenues au début de ces leçons, lorsqu'on négligeait les courants de Foucault dans le récepteur. Les 2 dernières sont relatives à ces courants ; Sj^2 et $S_1j_1^2$ sont respectivement les quantités de chaleur qu'ils dégagent dans le noyau et dans la plaque.

En développant ces équations on trouve :

$$\begin{cases}(m\omega^2+k)x=M'i+Cj+Pj_1,\\(L\omega+R)i=M'\omega x+B\omega j+G\omega j_1=E,\\(A\omega+S)j+B\omega i+C\omega x+Q\omega j_1=0,\\(D\omega+S_1)i_1+G\omega i+P\omega x+Q\omega j=0.\end{cases}$$



Remarquons qu'en réalité le système est beaucoup plus compliqué, car nous avons vu que ces coefficients que nous supposons constants dépendent en réalité de ω.

Nous allons cependant étudier le système en les supposant constants.

Remarquons d'abord que dans le cas pratique où les noyaux sont circulaires ou rectangulaires, les courants de Foucault qui s'y produisent ont été complètement étudiés, et on pourrait déterminer les coefficients A, B, C. En outre si nous supposions

$$D = G = Q = 0$$

les résultats seraient simplifiés.

On aurait en effet :

$$(m\omega^2 + k)x = M'i + Cj + Pj_1$$
$$S_1 j_1 + P\omega x = 0$$

et en combinant ces 2 équations :

$$\left(m\omega^2 + \frac{P^2}{S_1}\omega + k\right)x = M'i + Cj.$$

Le coefficient $\frac{P^2}{S_1}$ joue ici le rôle du coefficient que nous avions appelé plus haut F.

D'autre part la chaleur de Joule produite par les courants de la plaque est pendant l'unité de temps :

$$S_1 j_1^2 = \frac{P^2}{S_1}\omega^2 x^2 = \frac{P^2}{S_1}x'^2.$$

Donc $\frac{P^2}{S_1}$ est précisément le coefficient que nous avons appelé R et que nous avons trouvé égal à 100. Comme nous avons vu que :

$$m = 1^{gr},$$
$$k = 3.10^6,$$

on voit que l'influence des courants de la plaque n'est pas très considérable, mais qu'elle n'est pas négligeable. Elle est même plutôt utile, car elle introduit dans les oscillations propres du système un petit amortissement et atténue ainsi les effets de résonance et l'influence fâcheuse de la période variable.

Mais nous avons négligé les coefficients D, G, Q ; reste à voir si nous en avons le droit. Pour cela, il faut étudier la signification physique de ces constantes.

1° D est le coefficient de j_1^2 ; c'est donc le terme qui représente la self-induction due aux courants de la plaque eux-mêmes ; or ces courants sont disposés en filets parallèles, placés à peu près dans le même plan, puisque la plaque est extrêmement mince par rapport à sa largeur ; donc l'induction de ces tubes les uns sur les autres est très faible ; nous admettrons donc qu'on peut négliger D.

2° G est le coefficient de ij_1 ; il représente donc l'induction mutuelle du circuit de la bobine sur le circuit de la plaque, due à ce que le courant i est variable.

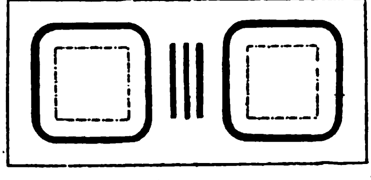


Fig. 7.

Si nous représentons en plan (fig. 7) la plaque avec les 2 noyaux, le flux d'induction qui vient de l'entrefer pénètre normalement et, puisqu'il varie comme le courant i qui contribue à le produire en se superposant au champ permanent, il donne naissance à des courants induits, parallèles au plan de la plaque, ayant des circuits dirigés suivant les lignes équipotentielles magnétiques représentées en trait pointillé sur la figure.

Comparons la valeur des courants ainsi produits à celle des courants qui résultent du mouvement de la plaque dans le champ.

D'après les données expérimentales, l'attraction permanente des noyaux sur la plaque est de 33 grammes. Quand on fait passer dans la bobine un courant de $0^{A},01$ il en résulte une attraction supplémentaire de $0^{gr},3$ et une flexion de 1μ. Comme la force d'attraction varie comme le carré du champ, on peut écrire :

$$k(h + h_1 i)^2 = 33^{gr} + 0^{gr},3$$

et en remarquant que :

$$kh^2 = 33^{gr}$$

et négligeant i^2 :

$$kh^2 - 2khh_1 i = 33^{gr} + 0^{gr},3$$

d'où :

$$2khh_1 i = \frac{1}{100} kh^2$$

$$h_1 i = \frac{1}{200} h.$$

Donc un courant de $0^{A},01$ produit un accroissement du champ de 0,5 °/₀.

D'autre part, en vertu de ce même courant, la plaque se déplace de 1μ ; elle se déplace donc de 1/100 de son épaisseur, et comme nous la supposons uniformément remplie de lignes de force, on peut dire approximativement que le champ à l'intérieur de la plaque a varié d'environ 1 °/₀. Donc les variations de flux produites dans ces 2 cas sont de même ordre, et on n'a pas le droit de négliger G devant P.

3° Q est le coefficient du terme jj_1 ; c'est donc l'induction mutuelle des 2 courants de Foucault l'un sur l'autre. Or, comme nous avons vu que l'on ne pouvait négliger ni l'induction mutuelle des courants de la bobine sur ceux de la plaque (terme G), ni l'induction mutuelle des courants de la bobine sur ceux du noyau (terme C) ; on peut en conclure qu'on n'a pas le droit de négliger l'induction mutuelle des courants du noyau sur ceux de la plaque.

En résumé, si D est négligeable, G et Q ne le sont pas et il faudra intégrer le système complet, ce qui d'ailleurs ne présente pas d'intérêt particulier.

(A suivre.) Henri Poincaré.

PROPRIÉTÉS ET APPLICATIONS INDUSTRIELLES DE L'ARC ÉLECTRIQUE PRODUIT AU MOYEN D'ÉLECTRODES EN CHARBONS MÉLANGÉS DE SUBSTANCES MINÉRALES (1).

Les différentes espèces d'électrodes et d'arcs électriques employés actuellement dans la technique de l'éclairage électrique.

Jusqu'à une époque récente, on ne connaissait guère comme moyen d'éclairage par arc, que l'arc entre charbons, non pas qu'on n'eût essayé l'emploi d'autres électrodes, comme on le rappellera plus loin, mais, après des expériences souvent mal faites et trop vite généralisées, on était arrivé à la conviction que le

(1) Communication faite au *Congrès de Saint-Louis*, 1904. — Cette communication, publiée en anglais seulement, ayant onné lieu, dans ces derniers temps, à des références nombreuses ans la presse technique, plusieurs de nos lecteurs nous ont exprimé le regret de n'en pas trouver d'édition française. C'est pourquoi nous avons cru opportun, à l'occasion d'une nouvelle étude complémentaire de M. Blondel, présentée à la dernière séance de la Société des Électriciens, de publier cette communication *in extenso*. N. D. L. R.

charbon, ayant le point de volatilisation le plus élevé, devait permettre de réaliser dans l'arc la température la plus élevée et, par suite, le rendement le plus élevé. C'est seulement depuis quelques années, particulièrement depuis les découvertes d'Auer et de Nernst qu'on a compris que le rendement n'est pas seulement une question de température et que certaines substances, jouissant d'un pouvoir émissif plus ou moins sélectif, c'est-à-dire d'un spectre d'émission différent de celui des corps noirs et favorisant les radiations jaunes et vertes, peuvent produire la lumière plus économiquement à une température plus basse que le charbon incandescent à sa température de volatilisation. Il était dès lors naturel de reprendre les recherches sur l'emploi de substances autres que le charbon pour la production de l'arc. L'arc entre électrodes formées de substances minérales s'imposait d'ailleurs presque involontairement à l'attention de divers observateurs (Nernst, Rasch), quand au cours d'études sur les bâtonnets des lampes Nernst ceux-ci venaient à se rompre. Mais le défaut de conductibilité à froid de ces électrodes étant un obstacle à leur emploi que Rasch et d'autres cherchèrent vainement à tourner par l'addition d'âmes ou d'enveloppes conductrices; on était donc conduit logiquement à les rendre conductrices artificiellement par l'addition de substances conductrices telles que le charbon en mélange avec les substances minérales. C'est ce que fit dès 1898 M. Bremer. Par une heureuse circonstance, celui-ci, qui n'était pas un électricien, contrairement à beaucoup de spécialistes contemporains, ignorait les études et les résultats antérieurs faits sur des charbons de ce genre, et n'était pas découragé ni arrêté par les préjugés scientifiques inexacts sur la nécessité des hautes températures. Aussi, ses recherches, souvent mal dirigées, mais poursuivies avec une remarquable persévérance, et couronnées d'un légitime succès, notamment à l'exposition de Paris en 1900, renouvelèrent-elles un sujet qui paraissait épuisé, remirent en lumière les travaux oubliés; elles en suscitèrent de nouveaux de la part de nombreux chercheurs, tels que l'auteur de cette communication, désireux d'améliorer les moyens de production de la lumière électrique afin de lutter contre les progrès inquiétants de l'éclairage au gaz.

De même, dans un autre ordre d'idée, les très intéressantes découvertes d'un jeune inventeur original M. Cooper Hewitt, que n'arrêtaient pas non plus les essais peu encourageants d'expérimentateurs plus anciens, a rappelé l'attention sur l'arc au mercure tombé dans l'oubli depuis Arons; et les études, qui ont été faites à cette occasion de tous côtés, ont jeté un jour nouveau sur les phénomènes de l'arc électrique et ouvert ainsi des voies nouvelles aux inventeurs dans la recherche de l'arc électrique économique, non seulement par l'emploi du mercure ou des métaux alcalins, mais aussi des oxydes conducteurs tels que l'oxyde de fer.

Dans l'état actuel de nos connaissances, les différentes espèces d'arc électrique qui intéressent la technique de l'éclairage, peuvent se classer comme il suit, au point de vue de la nature des électrodes :

1° Arc entre charbons purs;

2° Arc entre métaux;

3° Arc entre oxydes ou composés métalliques purs;

4° Arc entre électrodes mixtes formées de charbons mélangés de substances minérales.

La première catégorie est caractérisée par le fait que l'arc proprement dit est très peu éclairant, tandis que les électrodes surtout l'anode deviennent très brillantes.

Dans la seconde catégorie, le mercure (ou ses alliages) est le seul métal utilisé jusqu'ici pour l'éclairage, parce que sa vapeur devient lumineuse dans l'arc, bien que la température atteinte soit peu élevée, grâce sans doute à un phénomène particulier de luminescence; les autres métaux tels que le fer donnent un arc beaucoup moins éclairant, et utilisé jusqu'ici seulement par la production de radiations violettes et ultra-violettes dans les applications médicales et photographiques.

L'arc au mercure lui-même, par suite du manque de radiations rouges dans son spectre, trouve de ces deux côtés ses principaux débouchés actuels; on a du reste constaté récemment qu'en le faisant jaillir dans des récipients de silice (construits par Heräus) au lieu du verre qui absorbe les rayons ultra-violets, il constitue une source de radiations chimiques très puissante comparable à l'arc au fer.

L'arc entre métaux jouit de propriétés lumineuses très différentes de celles de l'arc entre charbons; les électrodes ne sont brillantes que

sur des surfaces très petites et avec un éclat bien inférieur à celui du cratère d'une anode en charbon ; l'arc est plus long et devient la source principale des radiations ; c'est pourquoi on a intérêt à l'allonger en le faisant jaillir dans le vide, comme cela est possible pour l'arc au mercure.

La troisième catégorie, qui comprend les arcs entre oxydes métalliques, a été étudiée d'abord par Rasch avec des oxydes peu conducteurs, donnant lieu à des arcs courts, puis par Steinmetz, avec des oxydes très conducteurs, permettant de réaliser des arcs longs. Dans les deux cas, les électrodes ne jouent qu'un rôle assez faible dans la production de la lumière, qui provient surtout de l'arc proprement dit, formée de vapeurs très éclairantes portées à haute température. Mais Rasch dans son « arc électrolytique » (brevet allemand 113 594) s'inspire de l'arc entre charbons et emploie deux électrodes semblables formées d'oxydes dits conducteurs de deuxième espèce (d'après Nernst) ; tandis que Steinmetz, s'inspirant de l'arc au mercure, emploie une substance électrolytique seulement à la cathode, et un métal pur à l'anode ; on verra qu'il en résulte une grande différence dans les résultats. Comme la température de la cathode est bien inférieure à celle de l'anode, le premier auteur ne peut employer que des oxydes très peu fusibles et donnant des arcs courts, tandis que le second utilise un oxyde (la magnétite) facilement fusible et donnant un arc très long.

Enfin, la quatrième catégorie comprend des lampes employant quatre types différents d'électrodes : des charbons homogènes formés d'une pâte de charbon contenant des substances minérales en proportion plus ou moins élevée (charbons de Bremer) ; des charbons à âmes, formés d'un cylindre de charbon pur contenant un ou plusieurs canaux longitudinaux de faible section remplis de substances minérales seules, ou mieux mélangées de charbon (charbons dits à flamme de Siemens frères et autres fabricants) ; des charbons minéralisés dans la pâte et munis en outre d'âmes minéralisées davantage ou par d'autres produits (charbons de Bremer) ; enfin des charbons à enveloppe formés d'un cylindre minéralisé homogène ou âme et d'une enveloppe mince de charbon non scorifiable préservant le cylindre intérieur (charbons de l'auteur).

Dans la présente communication, je m'occuperai plus spécialement des arcs de la quatrième catégorie formés à l'aide de diverses espèces de charbons *mélangés* dits aussi à tort « imprégnés » (car les substances sont ajoutées à l'état sec dans la pâte) ; je me référerai aux autres catégories seulement pour des comparaisons théoriques ou expérimentales.

Origine des charbons mélangés de substances minérales.

De nombreux inventeurs ont, de longue date, étudié les effets obtenus en ajoutant, soit dans la pâte des charbons, soit en revêtement, soit dans un trou central, soit par imbibition, diverses substances minérales. Les plus anciennes recherches remontent à Casselmann (*Annales de Poggendorff*, 1844, t. LXIII) qui a introduit dans les charbons des borates et sulfates et de l'acide borique.

Depuis cette époque, on a employé des matières minérales dans quatre buts différents, à savoir : soit pour réduire la combustion latérale, soit pour augmenter la conductibilité de l'arc et rendre sa combustion plus régulière, soit pour faire couler les scories, soit enfin pour accroître la lumière.

1° *Pour réduire la combustion* : Ortley, par exemple (brevet français, n° 129 636, 1879) ajoutait à la pâte des silicates. Lacombe (brevet français (n° 209 170, 1890) ajoutait de même tous les sulfates, chlorures, phosphates, etc., incorporés après ou avant cuisson. Il est d'usage connu de tous les fabricants de charbons d'ajouter dans ce même but de l'acide borique ou phosphorique. Mignon et Rouart (n° 143 206, 1881) indiquaient un enduit vitreux extérieur. Julien (brevet français, n° 266 661, 1896) a aussi revendiqué ce procédé, ainsi que l'emploi des silicates, tungstates et tous sels ignifuges (les sels de chaux, de magnésie, soude, potasse, peuvent jouer d'ailleurs aussi le rôle d'ignifuges).

2° *Pour augmenter la conductibilité dans l'arc* : Carré, dès 1886 (brevet français, n° 174 268), a revendiqué, pour rendre la lumière plus fixe, d'ajouter par imprégnation ou par mélange avant cuisson, dans les charbons des borates de soude, de potasse, de magnésie, chaux, etc. Dans deux autres brevets (179 058 et 218 097) il



a indiqué l'emploi des mêmes substances et de plusieurs autres, notamment de tous les sels insolubles de chaux, magnésie, strontiane, alumine, dans des âmes entièrement minérales. La maison Siemens et Halske a breveté en 1879 en divers pays des dispositifs analogues, et en Allemagne un procédé d'imbibition semblable à celui de Casselmann (*Elektrotechnische Zeitschrift,* 1895, p. 553). M. Feussner insistait sur l'action particulièrement favorable de l'acide borique ainsi ajouté dans les charbons. L'emploi de l'acide borique et de ses composés alcalins est assez général depuis plusieurs années pour rendre l'arc plus stable.

3° *Pour faire couler les scories* : Carré a préconisé l'addition de la potasse et de la soude, non seulement pour allonger l'arc et le rendre calme, mais encore à titre de fondant pour faire fluer la silice contenue dans les charbons de cornue et autres impuretés naturelles à l'état de globules près des pointes (Du Moncel, *Exposé de l'électricité,* t. V, p. 470). Plus récemment, M. Bremer a indiqué plus systématiquement l'utilité d'ajouter un fondant, surtout quand le charbon contient, d'autre part, en forte proportion des sels de chaux ou magnésie, dont les scories difficilement fusibles sont ainsi ramollies et plus facilement expulsées (1899, brevet français 291 037 et 291 106).

4° *Pour accroître la lumière* : Cette application qui est en ce moment pour nous la plus intéressante, a été indiquée depuis fort longtemps. Il résulte en particulier du Traité de Du Moncel déjà cité (*Applications de l'électricité,* t. V, p. 470, 1878) que dès 1876 Gauduin avait découvert (et breveté), que l'addition de sels de chaux, dans une proportion assez élevée, notamment le phosphate de chaux à 10 °/₀ (ce qui correspond à plus de 6 °/₀ de chaux) double la lumière, à section de charbon égale, et que le pouvoir lumineux des charbons de petits diamètres (*Ibid.,* p. 472) est beaucoup supérieur à celui des charbons de gros diamètres. Il a signalé également des résultats analogues avec les oxyde, chlorure, silicate, aluminate de calcium. Les mêmes sels de magnésie ont donné, ainsi que la magnésie pure, des résultats analogues, mais un peu moins avantageux.

Archereau et Carré (*Ibid.*) ont fait en 1877 des constatations analogues, avec les sels de chaux, magnésie et strontiane, incorporés dans la pâte des charbons, tandis que Jablochkov (brevet allemand 663) employait l'argile et le kaolin, non seulement comme isolant de ses bougies, mais aussi comme remplissage d'âmes centrales. Rapieff, en 1878, dans sa lampe à charbons convergents, prévoyait aussi l'usage de charbons contenant des substances minérales.

MM. Michèl et Barraud (brevet français 191 720, de 1888) ont aussi revendiqué l'addition dans la pâte des charbons de magnésie, chaux, kaolin, dans une proportion quelconque. Dans des brevets français 291 037 et 293 806, de 1899, déjà cités, M. Bremer a revendiqué tout charbon contenant plus de 5 °/₀ de matières minérales, avec addition de fondant, dans le but signalé plus haut. Dans un autre brevet 291 106, il revendique les fluorures, bromures et iodures de calcium, seuls sels de chaux et de magnésie dont Du Moncel n'ait pas fait mention dans le traité cité plus haut et qui donnent d'après Bremer, à la lumière, une teinte jaune plus agréable que les autres sels de chaux, dont la teinte produite est plutôt rougeâtre.

Aux Etats-Unis, l'attention avait déjà été appelée de bonne heure sur l'emploi des substances minérales dans les charbons. Dès 1878 (U. S. P. 210 380), Weston imaginait d'employer au lieu d'oxydes, les fluorures métalliques simples ou doubles, soit autour des charbons, soit en mélange dans la pâte, dans une proportion non indiquée, mais qui, d'après la description, peut être très importante. En 1890, Head et Saunderson reprirent cette étude en se préoccupant surtout d'introduire des substances minérales, soit dans la masse totale, soit aussi dans une âme centrale; ces charbons sont préparés non par filage comme dans les charbons Siemens, mais par moulage ; d'après leur brevet anglais le but qu'ils poursuivaient principalement était l'obtention de lumière colorée.

Leurs brevets (U. S. P. 421 469 et 422 302) contiennent une liste malheureusement incohérente de corps simples et composés; elle embrasse à peu près tous les corps réfractaires ou colorants de la chimie, dont la distinction n'est pas nette, et dont plusieurs, à mon avis, sont plus nuisibles qu'utiles. Seules les proportions des substances minérales sont formulées clairement: la pâte du corps principal renferme 1 à 10 °/₀ de la masse en substances réfractaires de 1 à 20 °/₀ en substances colorantes, ou bien une âme

centrale contenant 1 à 20 % de substances réfractaires et 1 à 20 % de substances « colorantes » (dont plusieurs d'ailleurs sont aussi bien des substances réfractaires).

Un autre brevet aussi touffu fut pris en 1900 par J. Sander (E. P. 9 260) qui revendique l'emploi, assez difficile à comprendre, d'un agent réducteur ajouté aux sels éclairants.

Je n'ai trouvé nulle part de résultats d'essais de ces divers charbons, qui devaient produire des scories et des fumées aussi gênantes que pour ceux employés dans les essais de Gauduin.

Recherches de M. Bremer. — C'est à M. Bremer que revient l'honneur d'avoir le premier fabriqué industriellement des charbons minéralisés, et réalisé la première lampe pour les utiliser, en recourant, il est vrai, à une disposition peu usuelle et dont je ferai plus loin la critique comparative.

Les recherches de M. Bremer remontent à 1898, si l'on en juge par un brevet anglais (E. P., n° 16 552) qui ne s'applique qu'à l'addition dans les charbons des composés infusibles de chaux ou de magnésie ; comme il ne parle pas des scories, il faut conclure que ces substances très réfractaires n'étaient ajoutées qu'en petite quantité ; il conseillait alors, comme seul moyen d'obtenir une lumière fixe, d'employer comme électrode positive un charbon pur, et comme électrode négative un charbon minéralisé homogène, placé au-dessus. Il n'y avait aucune nouveauté dans ces charbons par rapport à ceux de Gauduin dont l'inventeur ignorait les travaux. En 1899, M. Bremer dépose toute une série de brevets allemands (n°s 118 464, 118 867, 127 333, 114 314, 114 242, 113 993, 133 703) qui se rapportent surtout aux charbons minéralisés et auxquels se rattachent les principaux brevets étrangers. Il y revendique en particulier les points caractéristiques suivants dont les brevets de Weston, Saunderson, etc., doivent sans doute limiter la portée :

L'addition des substances minérales à base de calcium, strontium, magnésium, dans la proportion de 20 à 70 %, pour réaliser un arc long et éclairant ;

L'addition de sels de fluor, brome, iode, dans les proportions d'au moins 5 % pour colorer la lumière en jaune, et des « sels de bore » (sans doute l'acide borique), de potasse et de soude, pour rendre la lumière plus régulière ;

L'addition de fondants tels que le verre, le borax, les silicates alcalins, etc., soit autour des charbons, soit dans la masse elle-même, pour ramollir les scories calcaires peu fusibles et faciliter leur écoulement en gouttes.

Cet emploi de fondants et aussi, du reste, tous les brevets postérieurs de M. Bremer qui ont été publiés dans les divers pays, montrent clairement qu'il rencontrait de grandes difficultés à se débarrasser des scories qui tombent dans les arcs entre charbons verticaux, parce que (comme le montrent les mêmes brevets) il employait un charbon supérieur minéralisé (et sans enveloppe protectrice) placé au-dessus du négatif, dans le but d'utiliser la lumière de son cratère le mieux possible ; dans ces conditions, les matières minérales ne sont volatilisées ou fondues que si elles sont très fusibles (telles que le phosphate) ou additionnées de fondants (tels que les borates ou l'acide borique) ; mais alors les gouttes de scories fondues retombent sur le crayon négatif et l'obstruent. Pour éviter cet inconvénient, M. Bremer a augmenté la densité de ses scories pour que les gouttes glissent ; finalement, le résultat étant encore peu satisfaisant, il a été conduit à changer la position du crayon négatif et à le mettre, non plus dessous, mais à côté et presque parallèlement au charbon positif, réalisant ainsi un type d'arc électrique spécial (fig. 1) différent du type ordinaire, et

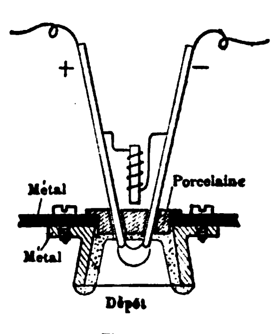


Fig. 1.

auquel il n'a pu donner la stabilité nécessaire qu'en le soumettant à un champ magnétique intense et compoundé savamment, qui projette l'arc vers le bas en forme de croissant, au lieu de le laisser s'élever vers le haut suivant sa tendance naturelle.

De cette manière, les scories s'écoulent facilement, l'arc est à peu près stable, et le rendement a paru à M. Bremer meilleur qu'avec les

charbons, l'un au-dessus de l'autre comme on les emploie ordinairement.

Enfin, pour retenir les vapeurs qui se dégagent, le même inventeur a entouré les pointes de ses charbons d'un cône tronqué en métal servant, pensait-il, à augmenter le rendement en condensant la chaleur de l'arc, et aussi retenant les gaz de la combustion autour des charbons, de façon à égaliser automatiquement les combustions des deux charbons parallèles.

Pour régler l'avancement de ceux-ci, M. Bremer a eu d'abord recours à l'emploi de 4 charbons se coinçant 2 à 2, comme dans la lampe de Gérard de 1879 (où était également employé le soufflage magnétique vers le bas), puis à un système de réglage par à-coups, toujours combiné avec le soufflage magnétique, qui reste absolument nécessaire. M. Bremer est arrivé ainsi finalement en 1900 à sa combinaison bien connue, formant un tout très intéressant, dont tous les éléments sont nécessaires au succès de son dispositif. Il a d'ailleurs souvent exposé, même après cette époque, dans ses diverses conférences, notamment à Berlin, en mars 1901, sa conviction qu'on ne pourrait tirer aucun parti des charbons minéralisés dans les lampes à électrodes verticales, et qu'il fallait employer des électrodes convergentes avec leurs pointes tournées vers le bas, pour que les scories s'écoulent en gouttes sans gêner le fonctionnement régulier de l'arc.

La lampe Bremer figura à l'Exposition de Paris en 1900 et y fut très remarquée ; son inventeur y apporta depuis lors de nombreux perfectionnements de mécanisme que je ne décrirai pas ici.

Les résultats photométriques obtenus à cette époque qui ont été publiés par M. Wedding et par M. Laporte[1] étaient inférieurs à ceux qu'on obtient actuellement; les charbons contenaient principalement du fluorure de calcium et du borax, et donnaient une lumière très jaune assez désagréable, dont la teinte a été aussi améliorée dans la suite.

Recherches de l'auteur.

C'est à partir de 1900, que, frappé des inconvénients des charbons convergents au point de vue de la répartition trop dissymétrique des rayons et du manque de fixité de la lumière et de la disposition très imparfaite alors du mécanisme de la lampe Bremer, j'ai entrepris à mon tour une étude du problème des charbons minéralisés en vue de la réalisation d'une lampe à réflecteur et à charbons verticaux. J'ai employé d'abord des charbons de compositions variées avec électrode positive en haut, en produisant une rotation électrodynamique de l'arc pour le rendre fixe ; mais j'ai dû y renoncer, parce que cette rotation qui élargit la base de l'arc, diminuait beaucoup le rendement. Le désir de concentrer l'arc et d'éviter la chute de scories en gouttes, m'a conduit à placer en bas l'anode minéralisée fortement, au-dessous d'une cathode pure ou peu minéralisée, abritée par un condenseur contre le refroidissement (sans cette précaution, les vapeurs se condensent en partie sur elle).

Plus tard, j'ai constaté que si l'on augmente la minéralisation au delà de 25 °/₀, il est nécessaire, pour éviter les scories, de prévenir l'oxydation du carbone qui sert de support aux matières minérales, et j'ai été conduit à préserver le charbon minéralisé par une *enveloppe* mince en charbon pur, qui forme fourreau jusqu'au voisinage de la pointe incandescente ; l'épaisseur de l'enveloppe doit être déterminée de façon qu'elle brûle en forme de cône autour du corps minéralisé, et que l'arc soit aussi toujours maintenu sur ce corps (qu'il ne couvre pas complètement) et ne puisse jamais se former sur du charbon pur, qui donnerait un arc court et peu éclairant. Cette enveloppe, dont l'épaisseur ne dépasse pas en général 1/5 à 1/7 du diamètre pour l'emploi du charbon comme anode inférieure, a donc une fonction toute différente de celle du manteau épais des charbons de charbon à mèche (Dochtkohlen, Effektkohlen) des fabricants allemands; dans ceux-ci, l'arc couvre non seulement la mèche entière qui se creuse, mais aussi le manteau de charbon, et on l'empêche de se déplacer et de quitter la mèche en employant des densités de courant très élevées ; au contraire, avec mes charbons, la base de l'arc, très rétrécie, se promène sur le corps minéralisé sans risquer de changer de teinte, et on peut ainsi réaliser des densités de courant plus faibles que dans les charbons ordinaires, sans être gêné par les scories. Avec des densités de courant plus élevées, comparables à celles des charbons à

(1) Bulletin de la Société Internationale des électriciens.

mèche, on peut ajouter avantageusement une ou plusieurs âmes riches en sels de potasse, qui concentrent l'arc à sa base au bénéfice du rendement.

Enfin, pour améliorer la qualité de la lumière et sa fixité, j'ai entrepris, avec la collaboration de M. Dobkevitch, alors assistant à mon laboratoire, une série de recherches sur l'influence des diverses matières minérales et les meilleures proportions de chaque composant des électrodes ; nous avons été conduits à reconnaître, comme M. Bremer, que les sels de calcium sont de beaucoup ceux qui offrent le meilleur rendement, notamment le fluorure de calcium, mais nous y ajoutons des sels « régulateurs » qui augmentent la lumière et la rendent plus blanche et plus fixe : la qualité obtenue aujourd'hui paraît pouvoir échapper aux reproches adressés autrefois à ce genre de charbons, et donne de très bons résultats aussi avec les courants alternatifs.

Une étude de ce genre est malheureusement vouée à une méthode empirique, car nous ne connaissons pas de lois générales sur la radiation des vapeurs minérales à haute température, et l'analyse spectrale a pu seulement montrer que le spectre de l'arc minéralisé est formé de bandes brillantes discontinues, sans qu'on puisse établir une loi de corrélation entre elles et celles des corps composants ; en particulier, le spectre obtenu au moyen du fluorure de calcium ne ressemble nullement à celui des autres sels de calcium et est d'ailleurs plus brillant.

Un autre avantage important de l'emploi d'une électrode supérieure pure ou peu minéralisée, c'est de permettre un facile rallumage de l'arc éteint parce que la pointe de l'électrode inférieure ne se recouvre pas de scories, tandis que si l'électrode supérieure est très minéralisée, il y séjourne une goutte de scorie qui devient isolante par le refroidissement.

Lampe de l'auteur.

Les lampes que j'ai réalisées pour l'emploi des charbons à enveloppe sont, comme les lampes à arc flamme construites en Allemagne postérieurement, du type connu des lampes à arc ouvert, mais elles se distinguent par quelques particularités caractéristiques. Pour empêcher les fumées de s'échapper au dehors, le globe est fermé à sa partie supérieure par une cloison traversée par le porte-charbon inférieur et munie d'une partie centrale isolée que traverse le charbon supérieur ; celui-ci est en outre entouré d'un condenseur ou réflecteur en matière réfractaire ou en métal qui retient la plus grande partie des fumées. Contrairement à ce qui a lieu dans la lampe Bremer, ce condenseur est large et de forme très évasée pour dégager l'arc des fumées environnantes et les faire condenser rapidement en leur offrant une grande surface de dépôt. Les gaz s'en vont ensuite au dehors par des ouvertures ménagées autour de la cloison protectrice. Dans d'autres cas, on fait suivre au gaz un parcours plus long à travers des tuyaux verticaux, ou une enveloppe à double paroi (fig. 2) aboutissant en haut de la

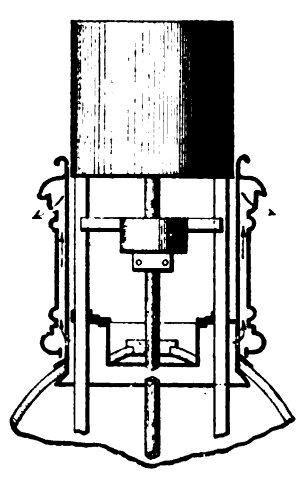


Fig. 2.

lampe à des ouvertures d'échappement ou à des tuyaux fixés au plafond et conduisant les gaz au dehors des appartements. Les globes de ces lampes à arc ouvert sont munis d'un cendrier ouvert pour faciliter la circulation des gaz. J'ai d'ailleurs réalisé aussi un modèle de lampe à arc renfermé dans lequel les gaz, au lieu de s'échapper, circulent dans des enceintes fermées et y déposent les matières solides au fur et à mesure de leur production.

Le mécanisme de ces lampes est différentiel et ressemble à ceux des lampes connues à arc ouvert, mais il s'en distingue en réalité par plusieurs détails spéciaux dont l'expérience a montré la nécessité, notamment par une course d'allumage plus grande (l'écart atteignant 10 à 25 millimètres au lieu de 3 à 5 des lampes à charbons ordinaires) et par une sensibilité et

une rapidité d'action considérable. Mon plus récent mécanisme, étudié avec la collaboration de M. Dobkévitch, est plus simple que tous ceux décrits jusqu'à présent, tout en réalisant les conditions ci-dessus et un amortissement énergique des oscillations. Il s'applique aussi bien aux arcs enfermés qu'aux arcs ouverts, et aussi bien aux courants alternatifs qu'aux courants continus (en modifiant seulement les électro-aimants).

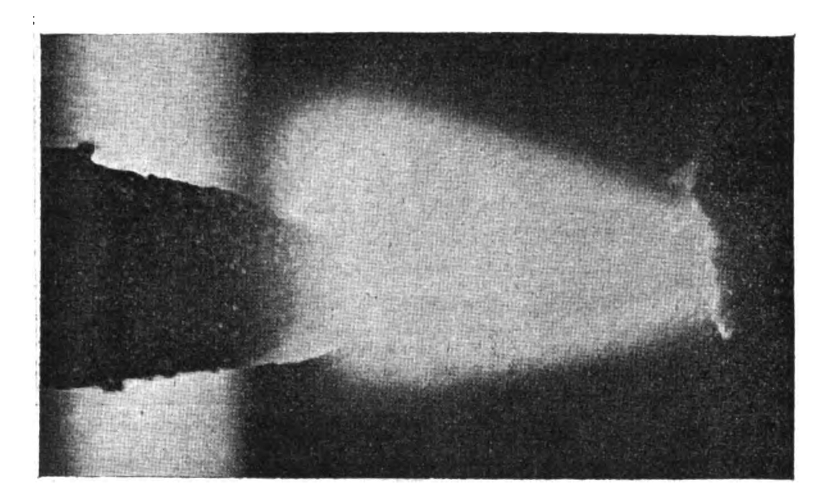


Fig. 3.

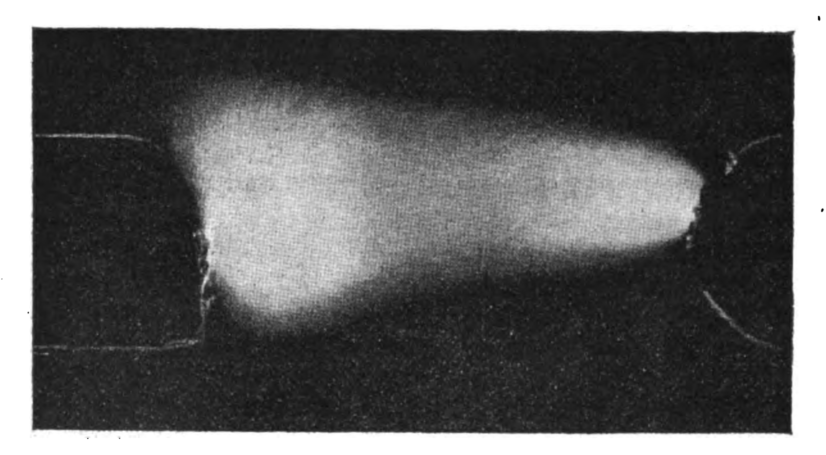


Fig. 4.

Ayant ainsi décrit les charbons et les lampes, je vais en discuter les dispositions au moyen de considérations théoriques et de résultats expérimentaux.

Aspect caractéristique de l'arc des lampes de l'auteur. — Ce sont en général les composés des bases alcalino-terreuses qui donnent les meilleurs résultats au point de vue de la production de la lumière comme l'ont signalé, il y a déjà 25 ans, Gauduin, Archereau et Carré. Aussi dans les expériences que je rapporterai dans cette note, je considérerai en particulier le cas où les électrodes sont homogènes, et formées d'un mélange intime de charbon et d'un sel de calcium, notamment le fluorure qui se prête bien à cette application. L'emploi de mèches contenant les mêmes substances minérales dans un trou percé dans un crayon en carbone ne réalise pas des conditions aussi nettes, parce que l'arc se forme en partie sur la mèche et en partie sur le charbon, et passe quelquefois de l'un à l'autre en changeant d'aspect et de caractère; il sera laissé de côté ici.

Le phénomène principal, que l'on constate d'abord avec les charbons mélangés, c'est l'allon-

gement de l'arc. A tension égale, un arc à courant continu voit sa longueur aisément quintupler par rapport à celle réalisée entre charbons homogènes. En outre, l'aspect de l'arc, avec des charbons fortement minéralisés, devient tout spécial (fig. 3 et 4): il n'y a plus sur le positif un grand cratère très brillant, mais seulement une surface de vaporisation très petite dont l'éclat n'est pas beaucoup supérieur à celui de l'arc, devenu extrêmement brillant sur une certaine longueur.

C'est donc l'arc qui devient la source principale de la lumière ; une autre plage brillante se forme à la surface du négatif, dont l'éclat est comparable à celui du positif, mais l'arc reste large et flou à son arrivée au négatif, quand celui-ci est en charbon pur, et il s'y forme souvent un panache brillant. Il se rétrécit au contraire comme sur le positif, si le négatif est minéralisé (fig. 5 et 6).

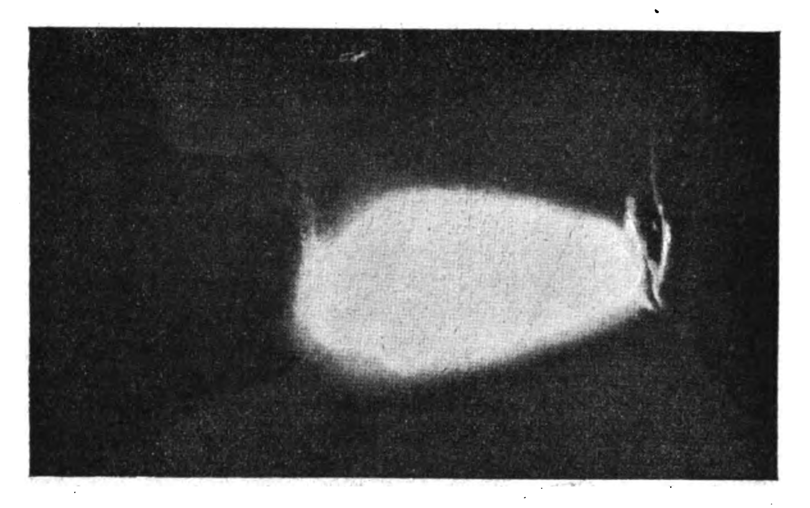


Fig. 5.

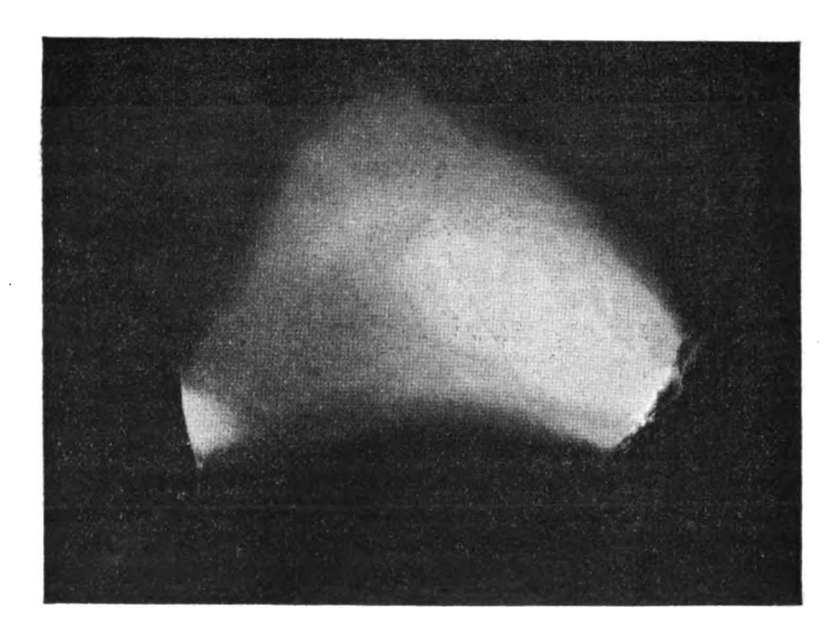


Fig. 6.

Cependant, quand on augmente progressivement la proportion des substances minérales,

l'arc se raccourcit et si on arrive à le faire jaillir sur des parties purement minérales, ou entre des baguettes de chaux et de magnésie chauffées, il devient très court. Il en résulte en pratique des variations continuelles et importantes de la longueur de l'arc entre charbons minéralisés suivant que la vaporisation des substances minérales est plus ou moins active. L'allongement maximum paraît se produire avec le spath aux environs de 20 °/₀.

L'existence d'un semblable maximum ne peut s'expliquer que par les phénomènes de l'ionisation dans l'arc, dont je parlerai plus loin en détail.

(A suivre.) A. BLONDEL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Sur les derniers produits de décomposition des éléments radioactifs. — Produits de décomposition de l'uranium.* — B. Boltwood.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 février 1907.

L'auteur, dans une étude précédente sur la nature des derniers produits de décomposition des éléments radioactifs, a indiqué que, peut-être bien, le plomb, le bismuth et le baryum pourraient appartenir à ces produits de décomposition. De nouvelles recherches ont montré que l'actinium est vraisemblablement un produit intermédiaire entre l'uranium et le radium. En outre, des études minutieuses ont été entreprises sur des échantillons d'uranites primaires de Branchville (Conn.) et de Flat Rock (N. C.) et sur de la thorianite de Ceylan. Ces études ont conduit à la conclusion que ni le bismuth ni le baryum ne peuvent être considérés comme des produits de décomposition dans la ligne principale de descendance de l'uranium ou du thorium, tout au moins si l'on s'appuie sur la théorie actuelle de la décomposition.

Dans les minéraux qui ont été formés à la même époque et qui ont, par conséquent, le même âge, il doit exister un rapport constant entre la quantité d'un produit de décomposition et la quantité de substance mère à laquelle il est lié. Dans des minéraux primaires non modifiés provenant de différents endroits, le rapport de chaque produit de décomposition à la substance mère doit être plus grand dans les minéraux les plus anciens et doit correspondre à la série des anciennetés géologiques des endroits où les minéraux ont été trouvés. Il en résulte aussi que, dans les minéraux secondaires, c'est-à-dire dans les minéraux qui ont été formés par une modification postérieure des minéraux primitifs primaires, les quantités des différents produits de décomposition doivent être plus petites que dans les minéraux primaires provenant des mêmes endroits, si l'on suppose toujours que les produits de décomposition ne peuvent pas être considérés comme des parties chimiques constitutives du minerai secondaire.

L'auteur a cherché à montrer que les conditions précédentes sont satisfaites par le plomb et aussi par l'hélium, tant que la nature gazeuse de cet élément lui permet de rester dans les minéraux. L'hypothèse que le plomb est un des derniers produits (inactifs,) de décomposition de l'uranium a été exprimée en 1905 par l'auteur à *l'American Chemical Society*.

L'auteur a calculé, en partant des analyses d'un grand nombre de minéraux primaires d'uranium et de plomb, les quantités de ces deux substances contenues dans ces minéraux. Le nombre des analyses publiées n'est pas considérable et, ce qui complique encore de telles recherches, les analyses, à l'exception de celles faites par Hillebrand et par un petit nombre d'autres chimistes, sont généralement inexactes. Plusieurs de ces analyses ont été effectuées en vue d'un but particulier, par exemple dans le but d'identifier un échantillon donné avec une variété déjà connue. En outre, beaucoup de minéralogistes ne font des analyses qu'en vue de pouvoir donner au minéral une formule chimique déterminée. A ces faits s'ajoutent les difficultés que l'on rencontre dans l'analyse de certains minéraux, tels que la samarksite, la fergusonite, l'exénite et d'autres minéraux contenant du niolium, du tantale et du titane.

TABLEAU I

N°	MINÉRAL	LIEU DE PROVENANCE	TENEUR EN °/o DE U	TENEUR EN °/o DE Pb	RAPPORT Pb/U	ANALYSE FAITE PAR
1	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	70	2,9	0,041	Hillebrand, Sill. Journ. **40**, 384, 1890.
2	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	70	3,0	0,043	Hillebrand, a. a. O.
3	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	70	2,8	0,040	Hillebrand, a. a. O.
4	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	72	3,0	0,042	Hillebrand, a. a. O.
5	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	72	2,9	0,040	Hillebrand, a. a. O.
6	Uraninite.	Branchville, Conn.	74	4,0	0,054	Hillebrand, a. a. O.
7	Uraninite.	Branchville, Conn.	75	4,0	0,053	Hillebrand, a. a. O.
8	Uraninite.	Branchville, Conn.	74	4,0	0,054	Hillebrand, a. a. O.
9	Uraninite.	Branchville, Conn.	66	3,5	0,053	Analyse de l'auteur.
10	Uraninite.	Spruce Pine, N. C.	77	3,9	0,051	Hillebrand, a. a. O.
11	Uraninite.	Spruce Pine, N. C.	77	4,2	0,055	Hillebrand, a. a. O.
12	Uraninite.	Spruce Pine, N. C.	67	3,3	0,049	Analyse de l'auteur.
13	Uraninite.	Marietta, S. C.	71	3,3	0,046	Hillebrand, Sill. Journ. **42**, 390, 1891.
14	Uraninite.	Llano Co., Tex.	55	9,4	0,17	Hillebrand, a. a. O.
15	Uraninite.	Llano Co., Tex.	55	9,5	0,17	Hidden and Mackintosh, Sill. Journ. **38**, 481, 1889.
16	Mackintosite.	Llano Co., Tex.	19	3,4	0,18	Hillebrand, Sill. Journ. **46**, 98, 1893.
17	Yttrocrasite.	Eurnet Co., Tex.	2,3	0,44	0,19	Hidden and Warren, Sill. Journ. **22**, 515, 1906.
18	Samarskite.	Douglas Co., Colo.	3,5	0,67	0,19	Hillebrand, Proc. Col. Sc. Soc. **3**, 38, 1888.
19	Samarskite.	Douglas Co., Colo.	3,7	0,74	0,20	Hillebrand, a. a. O.
20	Samarskite.	Douglas Co., Colo.	5,1	0,99	0,19	Hillebrand, a. a. O.
21	Uraninite.	Anneröd, Norwège.	66	8,4	0,13	Hillebrand, Sill. Journ. **40**, 384, 1800.
22	Uraninite.	Anneröd, Norwège.	68	7,8	0,12	Blomstrand, Journ. prakt. Chem. **29**, 191, 1884.
23	Anneròdite.	Anneröd, Norwège.	15	2,2	0,14	Blomstrand, Dana's System of Min., p. 741.
24	Uraninite.	Elvestad, Norwège.	66	9,3	0,14	Hillebrand, Sill. Journ. **40**, 384, 1890.
25	Uraninite.	Elvestad, Norwège.	57	8,0	0,14	Hillebrand, a. a. O.
26	Uraninite.	Skaartorp, Norwège.	65	8,8	0,13	Hillebrand, a. a. O.
27	Uraninite.	Huggenäskilen, Norwège.	68	8,8	0,13	Hillebrand, a. a. O.
28	Uraninite.	Huggenäskilen, Norwège.	76	9,0	0,12	Lorenzen, Nyt. Mag. **28**, 249, 1884.
29	Thorite.	Hitterö, Norwège.	8,2	1,2	0,14	Lindström, G. För Förh. **5**, 500, 1881.
30	Uraninite.	Arendal, Norwège.	56	9,8	0,17	Hillebrand, a. a. O.
31	Uraninite.	Arendal, Norwège.	61	10,2	0,17	Hillebrand, a. a. O.
32	Uraninite.	Arendal, Norwège.	56	9,4	0,17	Lindström, Zeitschr. f. Kryst. **3**, 201, 1876.
33	Thorite.	Arendal, Norwège.	9,0	1,5	0,17	Nordenskiöld, G. För. Förh. **3**, 228, 1876.
34	Orangite.	Landbö, Norwège.	7,5	1,2	0,16	Hidden, Sill. Journ. **41**, 440, 1891.
35	Xenomite.	Narestö, Norwège.	2,9	0,62	0,21	Blomstrand, G. För Förh. **9**, 185, 1887.
36	Hjelmite.	Falun, Suède.	1,9	0,20	0,10	Weibull, G. För. Förh. **9**, 371, 1887.
37	Polycras.	Slättakra, Suède.	7,4	0,85	0,12	Blomstrand, Dana's System of Min., p. 745.
38	Thorianite.	Province Sabaragamuwa, Ceylan.	9,8	2,1	0,21	Dunstan and Blake, Proc. Roy. Soc. London, **76** (A), 253, 1905.
39	Thorianite.	Province Sabaragamuwa, Ceylan	10,8	2,7	0,25	Dunstan and Blake, a. a. O.
40	Thorianite.	Province Sabaragamuwa, Ceylan.	12,8	2,4	0,19	Dunstan and Blake, a. a. O.
41	Thorianite.	Province Sabaragamuwa, Ceylan.	11,2	2,7	0,24	Analyse de l'auteur.
42	Thorianite.	Ceylan.	11,1	2,3	0,21	Büchner, Nature **75**, 169, 1906.
43	Thorianite.	District de Galle, Ceylan.	25	2,1	0,086	Dunstan and Jones, Proc. Roy. Soc. London, **77** (A), 546, 1906.

L'auteur a dressé le tableau I qui donne les résultats trouvés dans les analyses pour le rapport en la teneur en °/₀ de plomb et la teneur en °/₀ d'uranium dans différents minéraux.

Dans ce tableau, on peut grouper les minéraux en sept groupes généraux d'après leur origine : les minéraux du premier groupe proviennent du Connecticut (n°s 1 à 9), ceux du deuxième groupe de la Caroline du nord et du sud (n°s 10 à 13), ceux du troisième groupe des Texas (14 à 17) ; ceux du quatrième groupe du Colorado (18 à 20) ; ceux du cinquième groupe de Norwège (21 à 35) ; ceux du sixième groupe de Suède (36 et 37) ; ceux du septième groupe de Ceylan (38 à 43). Ces groupes peuvent en outre être subdivisés en groupe I_1 de Glastonbury, I_2 de Branchevillle ; V_1 de Moss (21 à 29) et V_2 de Arendal ; VII_1 de la province de Sabaragamuwa et VII_2 du district de Galle.

Si l'on considère le rapport entre le plomb et l'uranium dans ces groupes, on voit que la valeur moyenne est de 0,041 dans le groupe I_1, les plus grands écarts étant inférieurs à 5 °/₀. Dans le groupe I_2, la moyenne est 0,0535. Dans le groupe II la concordance entre les différentes valeurs n'est pas aussi bonne. Dans le groupe III la concordance est très satisfaisante, particulièrement pour l'yttrocrasite, minéral dont l'analyse présente plusieurs difficultés. Dans le groupe IV les valeurs obtenues pour la samarksite présentent une bonne concordance, bien que l'aspect extérieur des minéraux employés fût très variable. Dans le groupe V_1 la concordance est encore très bonne ; dans le groupe V_2 elle est nettement marquée. Dans les autres groupes, elle est satisfaisante.

Tous les minéraux dont il est question dans le tableau I sont des minéraux primaires, dans le sens général de ce mot. Le tableau II indique le rapport des quantités de plomb et d'uranium pour quelques-uns des minéraux secondaires trouvés dans les mêmes lieux d'origine.

Toutes ces analyses donnent, avec une bonne concordance, une plus petite valeur du rapport étudié par les minéraux secondaires que pour les minéraux primaires provenant des mêmes lieux d'origine. Le produit de transformation de l'uraninite, nommé gummite, peut n'être pas considéré dans l'étude dont il s'agit, car le plomb est évidemment l'une de ses parties chimiques constitutives.

La valeur réelle du rapport varie sensiblement pour les minéraux primaires de différentes provenances : sa valeur maxima est environ six fois plus élevée que sa valeur moyenne.

D'après les chiffres indiqués dans les tableaux précédents, on voit que l'hypothèse que le plomb est le produit final de décomposition de l'uranium est tout à fait vraisemblable.

(A suivre.) B. L.

Emploi du tube de Braun pour l'étude de l'hystérésis magnétique et diélectrique. — **E. Madelung.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er février 1907.

Le tube cathodique de Braun a été plusieurs fois employé pour l'étude des courbes d'aimantation du fer et de l'acier. L'auteur décrit quelques nouveaux montages qui permettent d'étudier les phénomènes en jeu dans le fer, et aussi l'hystérésis diélectrique

Le montage employé généralement jusqu'ici est celui qu'a indiqué Angström : deux champs magnétiques rectangulaires, produits par des bobines excitées en série par le même courant, agissent sur le tube de Braun. La courbe visible sur l'écran fluorescent est la courbe (J, H) (intensité d'aimantation, intensité de champ), d'où l'on déduit la courbe (B, H) (induction, intensité de champ).

Dans l'étude de l'aimantation produite par des courants rapidement variables, il est particulièrement intéressant de savoir si les pointes des cycles d'hystérésis connus présentent un arrondissement, c'est-à-dire s'il existe un déphasage entre le champ et l'aimantation. L'apparition de cet arrondissement n'est pas toujours facile à déceler surtout quand les dimensions de la courbe sur l'écran fluorescent sont petits et si la visibilité de la courbe est faible. En outre le peu de netteté de la tache fluorescente rend l'observation difficile quand son diamètre intervient vis-à-vis du rayon de courbure de la courbe.

Mais si, au lieu d'observer la courbe (J, H), on observe une courbe dont les coordonnées soient (dJ/dt) et (dH/dt), on obtient les résultats suivants : Dans le cas d'une pointe aiguë, J et H atteignent simultanément leur maximum, c'est-à-dire que (dJ/dt) et (dH/dt) sont simultanément nulles. La courbe (dJ/dt), (dH/dt) doit donc passer deux fois par l'origine. Dans le cas d'un arrondissement de la courbe (J, H), les maxima de J et H ne coïncident plus dans le

temps. Les dérivés (dJ/dt) et (dH/dt) ne s'annulent plus simultanément. La courbe (dJ/dt), (dH/dt) ne passe donc plus par l'origine, mais de part et d'autre de ce point. Même dans des conditions défavorables, le phénomène est facile à observer.

Le montage par lequel on peut obtenir la courbe désirée est le suivant : Le courant magnétisant (courant alternatif, oscillations électriques, etc.) traverse deux bobines en série, dont chacune porte un enroulement secondaire composé d'un grand nombre de tours. Dans l'une des deux bobines est disposé le noyau de fer à étudier. Des extrémités des deux enroulements secondaires partent des fils aboutissant à deux paires de plaques de déviation électrostatique placées rectangulairement l'une à l'autre de part et d'autre du tube de Braun. Ces plaques tendent à dévier dans deux directions perpendiculaires le faisceau de rayons cathodiques : elles présentent des potentiels agissants proportionnels aux f. é. m. induites dans les bobines secondaires ; dans l'une, la f. é. m. est (di/dt) ; dans l'autre, elle a pour valeur :

$$[b\,(di/dt) + b_1\,(dJ/dt)].$$

Les valeurs des coefficients a, b et b_1 dépendent des dimensions des bobines et du noyau de fer. On peut toujours rendre la valeur de b_1 suffisamment petite pour que les potentiels agissant sur le faisceau cathodique soient proportionnels à (dH/dt) et (dJ/dt). Dans ces conditions, la tache fluorescente du tube de Braun décrit la courbe désirée. Enfin, l'emploi d'une bobine auxiliaire permet de supprimer complètement l'effet du terme en b.

Les résultats expérimentaux obtenus par l'auteur avec cette méthode sont intéressants. On peut aussi tracer, d'une façon analogue, une courbe représentant la relation entre l'intensité de champ et la polarisation diélectrique. Pour cela, on relie en série deux plaques de condensateur : dans l'espace entre les deux plaques, on place le diélectrique à étudier. Si l'on fait passer dans le système un courant alternatif, les charges des deux condensateurs ont à chaque instant la même valeur. Si l'on relie par des fils les plaques aux électrodes de déviation du tube de Braun, les potentiels agissant pour dévier le faisceau cathodique sont égaux aux potentiels des plaques. Soient e_1 et e_2 les tensions, q_1 et q_2 les charges. On a $q_1 = q_2$; e_2 est proportionnel à q_2 ou proportionnel à q_1. La tache fluorescente décrit donc une courbe représentant la relation entre la tension et la charge de la plaque.

On peut obtenir une courbe correspondant à la courbe (dJ/dt), (dH/dt) en groupant en parallèle les deux paires de plaques et en faisant agir, pour dévier le faisceau de rayons cathodiques, les courants qui circulent dans les deux branches. Il se produit alors dans la première branche un courant $i_1 = (dq_1/dt)$, dans la seconde branche un courant $i_2 = (dq_2/dt)$. On a $e_1 = e_2$; q_2 proportionnel à e_2 et (dq_2/dt) proportionnel à (de_1/dt). Pour que pratiquement e_1 et e_2 aient toujours la même valeur, il faut que les self-inductions et les résistances soient faibles.

Évidemment, on peut toujours aussi introduire dans les deux branches des résistances ohmiques et placer en dérivation sur elles les fils aboutissant aux plaques de déviation.

Pour l'emploi pratique de cette méthode, l'auteur s'est servi du tube de Braun modifié par Wehnelt. Les plaques déviantes avaient 2 centimètres de largeur et 3 centimètres de longueur. La tension d'alimentation du tube était de 440 volts.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Sur la dispersion magnétique.* — W. Cramp.** — *The Electrician*, 18 et 25 janvier 1907.

Dans toute machine électromagnétique, des bobines inductrices produisent un flux qui ne traverse pas toutes les bobines induites. Le flux total se compose d'une portion utile et d'un flux de dispersion : le facteur de dispersion est défini par la formule :

$$\text{fact}^{r}\text{ de dispersion} = \frac{\text{flux utile} + \text{flux de dispersion}}{\text{flux utile}} = 1 + \frac{\text{flux de dispersion}}{\text{flux utile}}.$$

Pour un nombre d'ampère-tours magnétisants donnés, le flux de dispersion est proportionnel à la perméance des circuits de dispersion, et le flux utile est approximativement proportionnel à la perméance de la denture de l'induit et de

l'entrefer. Ainsi le coefficient de dispersion a pour valeur :

$$1 + \frac{\textit{perméance des circuits de dispersion}}{\textit{perméance de la denture et de l'entrefer}}$$

$$\text{ou } 1 + \frac{\textit{réluctance de la denture et de l'entrefer}}{\textit{réluctance des circuits de dispersion}}.$$

Ce terme a la même signification, qu'il s'agisse de machines à courant continu ou de machines à courant alternatif. Dans ces dernières, il présente une importance toute particulière. L'effet de la dispersion magnétique peut être avantageux ou désavantageux suivant les cas : il peut empêcher d'atteindre la caractéristique idéale que l'on voudrait obtenir, comme c'est le cas, par exemple, dans les machines à courant continu ; ou bien il peut venir en aide au constructeur, comme par exemple la dispersion qui se produit dans les encoches des machines à courant continu, ou entre pôles pour améliorer la commutation, etc. Il y a donc lieu de distinguer entre la dispersion utile et la dispersion nuisible. En outre, on peut subdiviser l'étude de la dispersion en deux parties, relatives, l'une aux machines à courant continu, et l'autre aux machines à courants alternatifs. L'étude de l'auteur se rapporte surtout à la dispersion utile.

L'auteur débute d'abord par quelques considérations sur la dispersion dans les inducteurs de machines à courant continu. Il est évident, si l'on examine un dessin de machine, que l'on peut obtenir un faible coefficient de dispersion en augmentant d'une façon anormale le diamètre de l'induit, en diminuant la valeur du rapport de l'arc polaire au pas polaire et en allongeant les pôles. On est ainsi conduit à une machine beaucoup plus coûteuse, si l'on admet que les limites soient imposées par les crachements aux balais et l'élévation de température. Dans les machines multipolaires, avec des valeurs normales du rapport de l'arc polaire au pas polaire, c'est-à-dire en moyenne environ 0,72, la valeur du coefficient varie entre 1,5 et 1,15 pour les machines de puissances comprises entre 1 kilowatt et 200 kilowatts. Au delà de 200 kilowatts le coefficient décroît d'une façon continue jusqu'à tomber à la valeur 1,1 pour une puissance de 1 000 kilowatts. Il est évident que, au delà de 200 kilowatts, le gain réalisé par une diminution de la dispersion est très faible.

L'auteur, prenant comme exemple une machine de faible puissance (5,5 kilowatts), indique les différentes dispositions de pôles inducteurs qui permettent de réduire la dispersion sans augmenter trop sensiblement le poids de cuivre et de fer de l'inducteur. La figure 1 indique les

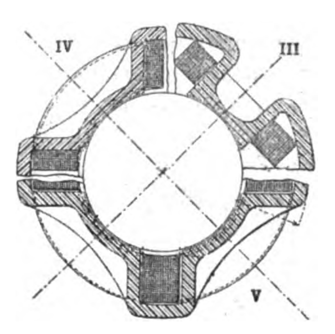


Fig. 1.

dispositions les plus avantageuses III ou IV. Par rapport à une machine de construction ordinaire, l'emploi du dispositif III ou mieux du dispositif IV offre les avantages que donne le tableau I :

TABLEAU I

ANCIENNE MACHINE	NOUVELLE MACHINE III ou IV (figure 1)
a) Surface cylindrique de refroidissement A.	Surface cylindrique de refroidissement 2A.
b) Masses et cornes polaires feuilletées.	Pas de masse polaire.
c) Pôles travaillés rapportés.	Pôles non travaillés.
d) Grand diamètre extérieur.	Faible diamètre extérieur.
e) Bonne commutation.	Commutation excellente.
f) Facteur de dispersion élevé.	Faible facteur de dispersion.

Le dispositif de la figure 1 suggère l'idée de remplacer les quatre bobines primitives par une seule bobine en zigzag, en établissant la machine comme l'indique la figure 2. Ce mode de construction est certainement économique, le coefficient de dispersion est très induit, les dimensions extérieures de la machine sont faibles et la commutation est excellente, grâce au champ existant entre les pôles.

Etant donné les avantages que l'on obtient en enveloppant ainsi à faible distance l'induit par les bobines inductrices, il est logique d'en déduire que, si l'induit portait en même temps des bobines inductrices et des bobines induites, le résultat serait meilleur puisque toute disper-

sion nuisible serait évitée. Ce système serait équivalent à un induit et un collecteur ayant les balais calés suivant un certain angle par rapport à la ligne neutre; un tel dispositif peut être adopté pour le moteur série; pour le moteur shunt, il faudrait deux collecteurs et deux groupes de bobines avec les balais d'excitation perpendiculaires aux balais principaux. Si l'on considère d'abord le cas de la machine shunt,

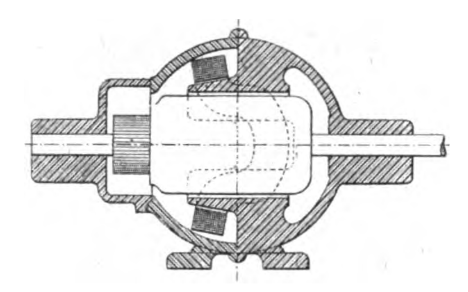


Fig. 2.

et si l'on tient compte de ce que la tension totale doit agir entre les balais inducteurs et que le courant inducteur doit être limité uniquement par la résistance des bobines, on voit que le nombre de tours de l'enroulement inducteur rendrait un tel enroulement très coûteux en comparaison de simples bobines inductrices d'une dynamo ordinaire. Au point de vue commercial, il ne peut donc être question de cette machine.

Le cas du moteur série est différent. Les tours inducteurs peuvent être à peu près les mêmes que les tours induits, et il y a lieu d'examiner la question pour voir si un avantage quelconque pourrait être retiré de ce dispositif. Au point de vue théorique, il y a deux facteurs à considérer :

1° Les bobines inductrices étant distribuées sur la circonférence de l'induit ne produisent pas, suivant l'axe des balais inducteurs, l'effet d'une bobine concentrique ayant le même nombre d'ampère-tours, mais seulement $2/\pi$ fois cette valeur environ;

2° Le facteur de dispersion doit, en ce qui concerne l'induction mutuelle entre les bobines induites et les bobines inductrices, avoir pour valeur l'unité.

La culasse et les pôles peuvent être extrêmement légers dans ce type de machine. Si l'on cherche l'économie, on peut employer une simple carcasse en fonte alésée et, si l'on cherche la légèreté, on peut établir cette carcasse en acier coulé : dans l'un et l'autre cas, le circuit magnétique est peu coûteux car il est très court, et le diamètre extérieur de la machine peut être faible.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences sur un groupe convertisseur de 2 kilowatts, muni de deux enroulements indépendants et d'un collecteur, afin de vérifier par des essais pratiques ces considérations théoriques. En employant un de ces enroulements comme enroulement inducteur, il a trouvé que le facteur de dispersion avait décru de 21 %, d'où résultait une augmentation correspondante de la puissance. Il a trouvé aussi que le champ de réaction d'induit dans cette machine devenait une dispersion utile et produisait le courant inducteur dans l'autre enroulement. Le résultat le plus extraordinaire est que, quand on élimine l'effet de la vitesse, la tension induite est constante et indépendante des ampère-tours de l'induit. L'auteur n'a pas encore pu trouver l'explication de ce fait. L'économie réalisée semble sensible, mais cette machine étant d'un type ancien, on ne peut pas évaluer exactement les résultats que l'on obtiendrait, à ce point de vue, dans de nouvelles machines.

La machine en question fut employée comme moteur-série sans bobines inductrices. En modifiant l'angle de calage des balais, on peut régler le nombre d'ampère-tours, inducteurs et induits, et il est possible d'obtenir un couple variable pour une vitesse pratiquement constante.

Un tel moteur doit avoir un collecteur plus largement dimensionné et une tension de réactance plus faible que le moteur-série ordinaire et ne peut être employé que dans des cas spéciaux exigeant de très faibles dimensions extérieures.

(A suivre.) R. R.

***Calcul de la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés** (fin)* (1). — **H. Görges.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 janvier 1907.

V. — On peut ou bien calculer la f. é. m. directement de la même manière que précédemment, ou bien on peut l'obtenir par superposi-

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 2 et 9 mars 1907, p. 312 et 351.



tion simple des formules trouvées. L'auteur adopte ce dernier moyen.

1° *Excitation par un enroulement triphasé, avec deux branches en série.* — Les flux-tours des bobines a (fig. 2) étaient maxima pour l'excitation en triphasé quand la dent 1 présentait l'induction maxima, c'est-à-dire quand l'axe des temps de la figure 3 coïncidait avec OA. Si l'on fait tourner l'axe des temps de 30° de cette position, on obtient dans les projections de tous les vecteurs de la figure 3 sur cette nouvelle direction de l'axe des temps les valeurs correspondantes des intensités de champ qui agissent sur les différentes dents pour une excitation par courant alternatif, et qui varient toutes simultanément sans déphasage suivant une loi sinusoïdale. Si l'on suppose que ces projections représentent les valeurs maxima, la valeur maxima des flux-tours est $(\sqrt{3/2})$ fois plus petite que quand l'excitation est produite par des courants triphasés, puisque l'on a fait tourner de 30° l'axe des temps : il en est de même des amplitudes de l'intensité de courant et de l'induction magnétique. Si l'on augmente ces grandeurs dans le rapport de $\sqrt{3/2}$ à 1, on obtient le résultat suivant :

Des intensités de courant égales produisent, pour l'excitation par courant alternatif avec l'enroulement admis, la même induction maxima que pour l'excitation par courants triphasés; mais, dans le premier cas, le maximum de l'induction s'étend sur $(n+1)$ dents, la courbe de champ ayant une forme aplatie.

En outre, pour une même induction maxima, la f. é. m. d'une bobine a la même valeur dans les deux cas : on a donc :

$$B_{max} = \frac{0,4\pi\sqrt{2}}{3}\frac{NJ_w}{\delta} = 0,593\frac{NJ_w}{\delta}, \qquad (40)$$

en conservant à N son ancienne signification (nombre de tours de tout l'enroulement triphasé par deux pôles). Soit N_w le nombre de tours d'un groupe de bobines, tel que a, on a :

$$N_w = N/3 \qquad (41)$$

$$B_{max} = 0,4\pi\sqrt{2}\cdot\frac{N_wJ_w}{\delta} = 1,77\frac{N_wJ_w}{\delta}. \qquad (42)$$

En outre on a l'égalité :

$$E_w = C_3\frac{\pi}{9\sqrt{2}}10^{-8}\nu NSB_{max}$$

$$= C_3\frac{\pi}{3\sqrt{2}}10^{-8}\nu N_wSB_{max}. \qquad (43)$$

Les deux bobines reliées en série donnent, sur courant alternatif, la f. é. m. $2E_w$, tandis que la f. é. m. était $\sqrt{3}E$ pour le groupement en étoile.

2° *Excitation au moyen d'un enroulement diphasé et d'une branche.* — En adoptant la même façon de raisonner que précédemment, on peut voir que le maximum des flux-tours dans le groupe de bobines a doit exister, pour l'excitation en courants diphasés, quand l'axe des temps coïncide avec OA. L'induction magnétique a alors pour valeur $(1/\sqrt{2})$ fois la valeur de l'induction maxima. Si l'on considère cette induction comme la valeur maxima pour l'excitation à courant alternatif, la f. é. m. doit, pour le cas du courant alternatif, avoir exactement la même valeur que pour le cas des courants diphasés. Mais si l'on élève l'induction maxima relative au cas du courant alternatif à la même valeur que dans le cas des courants triphasés, la f. é. m. et l'intensité de courant ont des valeurs $\sqrt{2}$ fois plus grandes dans le cas du courant alternatif. On obtient donc la formule :

$$B_{max} = \frac{0,4\pi}{2\sqrt{2}}\frac{NJ}{\delta} = 0,444\frac{NJ}{\delta}, \qquad (44)$$

en conservant à N sa signification précédente. Si l'on appelle N_w le nombre de tours d'une branche, on a :

$$N_w = \frac{N}{S} \qquad (45)$$

d'où

$$B_{max} = \frac{0,4\pi}{\sqrt{2}}\frac{N_wJ_w}{\delta} = 0,889\frac{N_wJ_w}{\delta} \qquad (46)$$

$$E = C_2\frac{\sqrt{2}\pi}{8}10^{-8}\nu NSB_{max}$$

$$= C_2\frac{\sqrt{2}\pi}{4}10^{-8}\nu N_wSB_{max}. \qquad (47)$$

3° *Excitation au moyen d'un enroulement diphasé, les deux branches étant reliées en série.* — La répartition du champ correspond, dans ce cas, à la position de l'axe des temps de la figure 4, coïncidant avec OE. Dans cette position, l'axe des temps a tourné de 45° par rapport à la position pour laquelle se produit le maximum des flux-tours dans une bobine. Les flux-tours de la f. é. m. d'une branche et de l'intensité de courant ont donc une valeur égale à $1/\sqrt{2}$ la valeur

maxima. Ces valeurs sont égales aux valeurs maxima pour l'excitation par courant alternatif, si l'on considère les projections des vecteurs sur la direction OE comme valeurs maxima de l'intensité de champ dans les différentes dents. Si l'on augmente ces valeurs dans le rapport $\sqrt{2}/1$, on obtient le résultat suivant. Pour une même intensité de courant efficace, l'induction maxima pour l'excitation à courant alternatif devient $\sqrt{2}$ fois plus grande, et la f. é. m. conserve la même valeur que dans le cas de l'excitation à courants diphasés. Pour l'excitation à courant alternatif, on a donc :

$$B_{max} = \sqrt{2}\,\frac{0{,}4\pi}{2}\,\frac{NJ}{\delta} = 0{,}889\,\frac{NJ}{\delta}. \qquad (48)$$

Il n'est pas besoin d'introduire là N_w. N représente le nombre total de tours d'enroulement pour une paire de pôles. En outre, la f. é. m. d'une branche a pour valeur :

$$E = C_2\,\frac{\pi}{8}\,10^{-8}\nu NS\,\frac{B_{max}}{\sqrt{2}}$$

$$= C_2\,\frac{\pi\sqrt{2}}{16}\,10^{-8}\nu NSB_{max}. \qquad (49)$$

La f. é. m. totale a donc pour valeur :

$$E_{tot} = C_2\,\frac{\pi\sqrt{2}}{8}\,10^{-8}\nu NSB_{max}. \qquad (50)$$

On obtient donc ce résultat que la f. é. m. a la même valeur pour la même induction maxima, que l'on emploie une seule ou les deux branches d'un enroulement diphasé. Les formes de la courbe de champ et les intensités de courant que l'on doit employer dans les deux cas, pour obtenir les mêmes inductions, sont différentes.

F. é. m. de l'enroulement à collecteur. — Si, dans l'équation (50), on fait *n* très grand, on obtient la double f. é. m. d'un enroulement à collecteur pour une paire de pôles, produite par son propre champ. Il faut remarquer que les tours ne sont que pour moitié reliés en série. On a donc :

$$C_2 = (4/3)$$

$$E_C = \frac{1}{2}\,\frac{4}{3}\cdot\frac{\pi\sqrt{2}}{8}\,10^{-8}\nu NSB_{max}$$

$$E_C = \frac{\pi\sqrt{2}}{12}\,10^{-8}\nu NSB_{max}. \qquad (51)$$

L'induction décroissant linéairement de part et d'autre du maximum, on a :

$$SB_{max} = 4\Phi_{max} \qquad (52)$$

et l'on obtient la valeur :

$$E_C = \frac{\pi\sqrt{2}}{3}\,10^{-8}\nu N\Phi_{max}. \qquad (53)$$

Si l'on admet une répartition sinusoïdale :

$$E_C = \sqrt{2}\,10^{-8}\nu N\Phi_{max}. \qquad (54)$$

VI. — *Diagramme des vecteurs pour une forte saturation.*

Il est clair que, pour de fortes saturations du fer, tous les ampère-tours ne sont pas disponibles pour la production du champ magnétique dans l'air. Il faut retrancher de la valeur de ces ampère-tours une certaine quantité, d'autant plus grande que la saturation est plus grande, c'est-à-dire plus grande pour les dents limites que pour les dents médianes. Les côtés du polygone régulier prennent une forme courbée vers l'extérieur. Cette influence se fait particulièrement sentir pour les moteurs diphasés, parce que les différences dans les grandeurs des vecteurs sont beaucoup plus fortes dans ce cas que dans le cas des courants triphasés. Dans ce dernier cas, l'influence de la saturation se fait surtout sentir dans un raccourcissement des vecteurs.

VII. — *Dispersion.*

Le diagramme des vecteurs permet encore de déterminer commodément la dispersion. Si, par exemple, la dent 2 est soumise à l'action des ampère-tours O2, et la dent 3 à l'action des ampère-tours O3 (fig. 3) il existe, tant que la réluctance du fer est négligeable, une différence

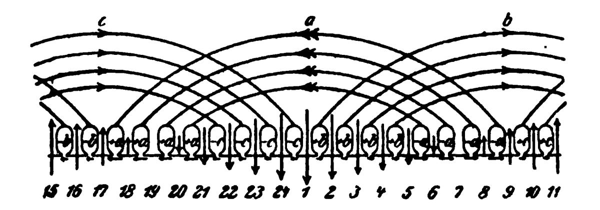


Fig. 6.

de potentiel magnétique entre les couronnes des deux dents : cette différence de potentiel magnétique est représentée par la différence des vecteurs O2 et O3. La dispersion de dent à dent est

déterminée en grandeur et en phase par les divisions des côtés du polygone. On en déduit le résultat surprenant que la dispersion entre les dents d'un groupe de bobines est constante en grandeur et en phase. Autant il passe de lignes de force de la dent 1 à la dent 2, autant il en passe de la dent 2 à la dent 3, de la dent 3 à la dent 4, de la dent 4 à la dent 5. Là il se produit une variation brusque. Ce ne sont donc que les dents limites, et non les dents intermédiaires, qui sont plus chargées du fait de la dispersion. Au moment où la dent 1 présente la plus grande induction, l'axe des temps coïncide avec le vecteur OA (fig. 3). Les projections de O2 et O24 sont égales à ce moment et sont plus petites que OA, c'est-à-dire que les différences de potentiel magnétiques A2 et A24 cherchent à produire des flux de dispersion égaux dirigés de la dent 1 à la dent 2 d'une part, et vers la dent 24 d'autre part. La surcharge que subit la dent 1 du fait de la dispersion a donc essentiellement la même phase que la charge principale de la dent 1 par suite de l'induction. La répartition magnétique et les dispersions sont représentées, dans ce cas, par des flèches sur la figure 6.

F. é. m. produite par la dispersion. — L'auteur suppose que les divisions sur les côtés des polygones représentent en grandeur et en phase les flux de dispersion eux-mêmes. Les flux de dispersion sortant des dents des angles sont alors représentés par les vecteurs AA', BB', EE' (fig. 7), dont la longueur est égale aux divisions des côtés de l'hexagone. Soit Φ_s leur grandeur.

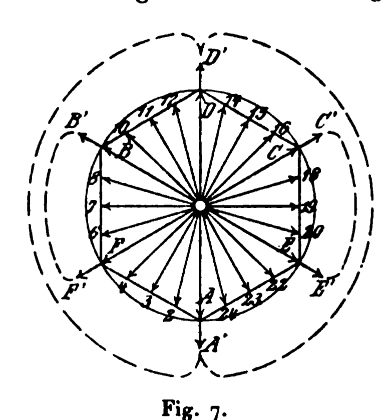


Fig. 7.

Quand i_a atteint son maximum, l'axe des temps coïncide avec OA. La dispersion entre les dents 5 à 9 et 17 à 21 atteint sa valeur maxima Φ_s. D'autre part, la valeur maxima Φ_s de la dispersion sort de la dent 1 ; la valeur maxima de la dispersion entre dans la dent 13 ; des dents 5 et 21 sortent des flux de dispersion moitié moindres $(1/2)\Phi_s$, qui rentrent dans les dents 9 et 17. Le flux de dispersion sortant de la dent 1 se subdivise à droite et à gauche en deux parties égales et rentre en 13. Le flux de dispersion sortant de 5 entre en 9 ; celui qui sort de 21 entre en 17, comme l'indique la figure 7. Or les côtés de bobines de la branche *a* sont compris d'une part entre les dents E et B, d'autre part entre les dents C et E. Ils sont donc tous embrassés par un flux total de même grandeur et phase, et celui-ci atteint évidemment son maximum Φ_s quand l'axe des temps coïncide avec OA, c'est-à-dire quand i_a atteint aussi son maximum. Tout le flux de dispersion agissant sur la branche *a* a donc la valeur $2\Phi_s$ et atteint son maximum quand i_a atteint son maximum. La f. é. m. a, pour l'excitation par courants triphasés, la valeur :

$$E_s = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} 10^{-8} . \nu . 2\Phi_s \frac{N}{3},$$

$$E_s = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} 10^{-8} \nu N \Phi_s ; \qquad (55)$$

elle est déphasée de 90° sur J_a.

Pour le cas des courants diphasés, on obtient de même :

$$E_s = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} 10^{-8} \nu 2\Phi_s \frac{N}{2}$$

ou

$$E_s = \pi\sqrt{2}\, 10^{-8} \nu N \Phi_s . \qquad (56)$$

La dispersion agit donc comme si la dispersion produite par chaque branche de courant embrassait cette branche seule.

Pour calculer Φ_s, il suffit de considérer une seule encoche. La force magnétomotrice est :

Pour les courants triphasés (fig. 3) :

$$H_s = 0{,}4\pi \frac{AF}{n} = 0{,}4\pi \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{NJ}{n}$$

$$= 0{,}593\,(NJ/n). \qquad (57)$$

Pour les courants diphasés, on a (fig. 4) :

$$H_s = 0{,}4\pi \frac{GH}{n} = 0{,}4\pi \frac{\sqrt{2} NJ}{2n}$$

$$= 0{,}888\,(NJ/n). \qquad (58)$$

Tant que le flux de dispersion traverse transversalement l'encoche, il n'est produit que par une partie des ampère-tours et agit seulement

sur une autre partie des ampère-tours. On peut admettre, au lieu de cela, qu'un flux de dispersion agit par induction sur tous les tours, en effectuant son calcul avec la force magnétomotrice totale H, et une réluctance triple du flux de dispersion.

B. L.

Le moteur d'induction monophasé *(fin)* (¹). — **A. Still.** — *Electrical World*, 22 décembre 1906.

Couples de démarrage obtenus avec le moteur Heyland. — Les moteurs Heyland peuvent exercer le couple de pleine charge au démarrage sans que l'intensité du courant absorbé excède le double du courant normal de pleine charge. Mais de tels moteurs ne donnent pas de résultats satisfaisants dans les cas où de plus faibles valeurs du couple de démarrage sont suffisantes, parce que l'intensité du courant absorbé est alors hors de proportion avec les résultats obtenus. Pour produire de plus faibles couples, des moteurs ont été spécialement établis en vue de donner un couple égal aux deux tiers du couple de pleine charge en absorbant une intensité de courant égale à une fois et demie l'intensité de courant de pleine charge, ou en vue de démarrer à vide en absorbant un courant égal aux quatre cinquièmes du courant normal.

Conclusions sur le démarrage des moteurs d'induction. — La valeur du couple de démarrage dépendant beaucoup de la valeur de la dispersion magnétique, il est évidemment important, non seulement pour l'obtention des meilleurs résultats au point de vue de la capacité de surcharge, mais aussi au point de vue du couple de démarrage, de disposer le circuit magnétique et les enroulements de façon que la majeure portion du flux total dû à l'enroulement principal du stator traverse le rotor, même quand des courants secondaires d'intensité relativement élevée sont induits dans celui-ci. Il faut aussi considérer que le couple de démarrage réel, le rotor étant immobile, peut être mauvais si le rotor est dans une position telle que le champ de dispersion ait une valeur exceptionnellement élevée. Cela peut se produire pour certaines positions relatives des enroulements du rotor et du stator, même quand le champ de dispersion *moyen* est relativement faible.

Pour les meilleures conditions de fonctionnement en marche, il est essentiel que les enroulements rotoriques aient une faible résistance, non seulement parce qu'il en résulte une vitesse plus constante et un rendement meilleur, mais aussi parce que le couple maximum, ou couple de décrochage, dépend de la résistance du rotor : un moteur présentant des pertes élevées dans le cuivre rotorique ne peut pas supporter d'aussi fortes surcharges que la même machine, si on la rebobine avec une plus grande quantité de cuivre.

Pour diminuer autant que possible le prix de revient et établir des machines très robustes, on emploie souvent des rotors à cage d'écureuil : on a souvent proposé d'établir alors le stator de telle façon que le nombre de pôles soit deux fois plus élevé au démarrage qu'en marche normale. Le rotor peut être du type à cage d'écureuil avec des connexions résistantes dans les bagues extrêmes, mais des connexions de faible résistance pouvant être ménagées entre certaines barres ou certains groupes de barres disposées de manière à présenter des circuits de faible résistance dans les conditions normales de fonctionnement, tandis que les courants induits au démarrage passent par les connexions résistantes. Cette méthode présente un certain nombre d'inconvénients et n'a fait l'objet que d'un petit nombre d'applications.

Plusieurs inventeurs ont proposé différents dispositifs pour le démarrage des moteurs monophasés : un certain nombre de ces dispositifs reposent sur l'emploi d'un collecteur ou d'un organe équivalent. L'adjonction d'un collecteur et de balais augmente considérablement le prix d'établissement d'un moteur à courant alternatif, et, en outre, il détruit tout l'avantage résultant de la simplicité mécanique du moteur d'induction.

Il est douteux que le collecteur, avec tous ses défauts, son prix élevé, et les inconvénients dus aux étincelles, doive représenter la solution d'avenir du moteur à courant alternatif. Il est vrai que le moteur série de traction semble remporter de réels succès, malgré le collecteur, mais ce moteur n'est établi que pour des conditions particulières de fonctionnement et pour de fortes puissances ; en outre, il est entre les mains d'ingénieurs compétents et fonctionne sur des fréquences relativement basses. Pour les petits

(¹) *Éclairage Électrique*, t. L, 23 février et 9 mars 1907, p. 280 et 354.

moteurs fonctionnant sur des réseaux d'éclairage à fréquence élevée, il est douteux qu'on puisse l'employer un jour.

Rendement des moteurs d'induction ordinaires. — Le moteur d'induction monophasé, que l'on peut comparer au moteur shunt à courant continu au point de vue des caractéristiques et du fonctionnement, n'a pas un rendement aussi élevé que ce dernier. Ainsi, le rendement d'une machine shunt à courant continu de 5 chevaux, établie par un bon constructeur, peut avoir en moyenne une valeur de 0,84 à pleine charge, et de 0,77 à demi charge: les chiffres correspondants pour le moteur d'induction monophasé sont 0,78 et 0,72.

Le tableau suivant peut donner des indications utiles sur les valeurs du rendement et les valeurs du facteur de puissance à pleine charge que l'on peut obtenir avec les moteurs d'induction monophasés fonctionnant sur du courant alternatif à fréquence 50. Ces chiffres sont seulement approximatifs ; ils représentent la valeur moyenne des chiffres trouvés dans un grand nombre d'essais pratiques et donnent une idée de ce que l'on peut attendre des moteurs actuels :

PUISSANCE en CHEVAUX	RENDEMENT		FACTEUR DE PUISSANCE A PLEINE CHARGE
	PLEINE CHARGE	DEMI-CHARGE	
5	0,78	0,72	0,78
15	0,80	0,75	0,80
25	0,81	0,76	0,82
50	0,82	0,79	0,85

Les résultats obtenus dépendent beaucoup de la fréquence, et sont relativement meilleurs pour les basses fréquences. L'avantage principal que l'on trouve dans l'emploi de fréquences peu élevées réside dans le fait que l'on peut adopter de plus grandes valeurs pour l'induction dans le fer, d'où résulte, en général, un gain correspondant au point de vue du facteur de puissance.

Réglage de la vitesse et remarques finales. — On sait que le moteur d'induction est essentiellement une machine à vitesse constante. Si le rotor est du type bobiné avec bagues de contact, des résistances peuvent être insérées en série avec les enroulements secondaires et produisent une réduction de la vitesse, puisque la portion de la f. é. m. secondaire totale absorbée par la résistance n'a pas besoin d'être équilibrée par la f. é. m. de rotation dans le champ transversal : une telle méthode équivaut à l'introduction d'une résistance en série avec l'induit d'une machine à courant continu, et conduit à une dépense considérable d'énergie.

Une autre méthode pour modifier la vitesse consiste à disposer les enroulements de façon que le nombre de pôles puisse être modifié : on emploie généralement pour cela un controller spécial qui groupe les bobines de deux ou plusieurs façons différentes. De cette façon on peut obtenir une variation graduelle de la vitesse : toutefois le moteur ne fonctionne dans les meilleures conditions qu'avec un nombre défini de pôles qui donne la meilleure distribution des flux et rend minima la dispersion magnétique.

Pour obtenir un réglage satisfaisant de la vitesse dans des limites raisonnables correspondant au réglage par rhéostat de champ d'un moteur shunt à courant continu, il est nécessaire de pouvoir, par des moyens quelconques, altérer graduellement la fréquence du courant statorique. Il est hors de doute qu'un transformateur de fréquence simple et peu coûteux rendrait de grands services.

Lamme a breveté un système permettant de modifier la vitesse de rotation des moteurs asynchrones, mais ce système semble être applicable plutôt aux machines polyphasées qu'aux machines monophasées. Dans le moteur polyphasé, le champ transversal, en phase avec les courants du rotor, est produit par les courants magnétisants dans les enroulements du stator, tandis que, dans le moteur monophasé, c'est la f. é. m. secondaire due à la rotation des conducteurs rotoriques dans le champ inducteur principal qui donne lieu au courant magnétisant nécessaire pour produire le champ transversal.

Si l'on imagine qu'un moteur diphasé ait une de ses phases coupées, après avoir atteint sa pleine vitesse de rotation, et tourne à vide, on voit que le courant dans les enroulements du stator restant en circuit aurait une valeur à peu près double de sa valeur primitive, parce que le courant devrait fournir la totalité de la puissance répartie précédemment sur les deux phases.

Un autre point intéressant est que, si un certain nombre de moteurs diphasés fonctionnent tous sur un réseau diphasé, et si l'une des phases est entièrement coupée à l'usine génératrice, les

moteurs fonctionneront comme moteurs monophasés : si alors on arrête l'un des moteurs et qu'on le fasse démarrer à nouveau, ce démarrage s'effectuera sans difficulté, comme si le moteur était relié à une source de courants polyphasés. Ce résultat est dû, comme on le voit immédiatement, au fait que les autres moteurs en rotation fourniraient les courants magnétisants nécessaires aux bobines de la seconde phase du stator.

Dans le moteur monophasé, l'espace disponible n'est pas aussi complètement utilisé que dans une machine polyphasée ; les enroulements statoriques n'embrassent pas la totalité de la périphérie des tôles, non seulement parce qu'il faut ménager de la place pour les bobines de démarrage, mais aussi parce qu'il n'y a pas d'avantage à développer les enroulements au delà d'un certain point de part et d'autre de l'axe magnétique. Pour une charge et un glissement déterminés, les pertes RI^2 dans le secondaire d'un moteur d'induction monophasé sont à peu près doubles de ce qu'elles seraient dans un moteur polyphasé dans les mêmes conditions, et le résultat est que la machine monophasée est, en moyenne, de 30 à 40 % plus lourde qu'un moteur polyphasé équivalent. C'est là un désavantage contre lequel il n'y a pas de remède. Une comparaison entre les chiffres relatifs aux moteurs polyphasés et ceux relatifs aux moteurs monophasés montre qu'il y a un gain important en faveur des premiers au point de vue du poids par cheval.

R. R.

TRANSMISSON & DISTRIBUTION

Sur les réseaux à courants alternatifs *(suite)* (¹). — **L. Lichtenstein.**

L'auteur considère quelques cas particuliers :

1° $\omega = 0; \quad \frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{w_3}{w_2}$

$$\text{tg}\,\varphi = 0; \quad A = \frac{w_2 w_3}{w_2 + w_3} J^2_{1\,eff}.$$

Ce cas correspond à l'alimentation en courant continu.

2° $\mu_2 = \mu_3; \quad r_2 = r_3;$

$$w_2 = w_3 = (W/2); \quad d_{12} = d_{13}.$$

(¹) *Éclairage Électrique*, t. L, 9 mars 1907, p. 356.

Dans ce cas, on obtient les valeurs suivantes :

$$L_1 = L_3 = (L_{23}/2)$$
$$J^2_{2\,eff} = (1/4)\, J^2_{1\,eff} = J^2_{3\,eff}$$
$$J_{2\,eff} = J_{3\,eff} = (1/2)\, J_{1\,eff}$$
$$\text{tg}\,\varphi = 0.$$

Si, d'après la disposition de la figure 7, les résistances et la perméabilité des deux conducteurs (2) et (3) sont égales, les courants partiels sont aussi égaux. La répartition du courant alternatif est donc la même que celle du courant continu.

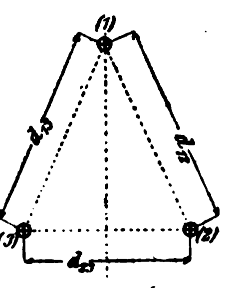


Fig. 7.

Cette répartition du courant existe en réalité dans les installations de traction à voie unique avec fil aérien simple et rails de roulement.

3° $\mu_2 - \mu_3; \quad d_{12} = d_{23}; \quad w_2 < w_3$

On déduit de l'équation 22 l'équation suivante :

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{\sqrt{4w_3^2 + \omega^2 L_{23}^2}}{\sqrt{4w_2^2 + \omega^2 L_{23}^2}}$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{w_3}{w_2} \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_{23}^2}{4w_3^2}}}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_{23}^2}{4w_2^2}}}.$$

Si l'on a $w_3 > w_2$, il vient :

$$1 + \frac{\omega^2 L_{23}}{4w_3^2} < 1 + \frac{\omega^2 L_{23}^2}{4w_2^2}$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} < \frac{w_3}{w_2}$$

ou

$$J_{2\,eff} w_2 < J_{3\,eff} w_3.$$

Mais, sur courant continu, on a toujours :

$$J_{2\,eff} w_2 = J_{3\,eff} w_3.$$

Donc, si les résistances à courant alternatif des deux conducteurs (2) et (3) sont inégales, le conducteur dont la résistance est la plus grande transporte plus de courant, dans le cas d'un réseau alternatif, que ne l'indique l'application

de la loi d'Ohm si l'on fait la somme algébrique des courants partiels. Il est à peine nécessaire d'ajouter que, en général, les courants partiels J_{3t} et J_{3t} et le courant total J_{1t} ne sont pas en phase.

Dans la plupart des cas de la pratique, la somme $(J_{2\,eff} + J_{3\,eff})$ ne diffère que très peu de $J_{1\,eff}$. La loi indiquée s'explique pour $d_{12} = d_{13}$ et $\mu_2 = \mu_3$. Les exemples suivants montrent quelle valeur prend le rapport

$$p = \frac{J_{2\,eff} w_2}{J_{3\,eff} w_3}$$

quand ces conditions ne sont pas remplies.

Pour $d_{12} = d_{13}$; $\mu_{12} = \mu$, p diminue de valeur lorsque la fréquence augmente de valeur.

4° w très grand ; w_2^2 et w_3^2 négligeables vis-à-vis de $\omega^2 L_{13}^2$ et de $\omega^2 L_{12}^2$. On a alors :

$$d_{12} = d_{13}$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{L_3}{L_2} = \frac{\mu_3 + 4 \log_{nat} (d_{23}/r_3)}{\mu_2 + 4 \log_{nat} (d_{23}/r_2)}.$$

Si l'on a $\mu_3 = \mu_2$, il vient approximativement :

$$J_{2\,eff}/J_{3\,eff} = 1 ; \quad J_{2\,eff} = J_{3\,eff} ; \quad \operatorname{tg} \varphi = 0.$$

quand la fréquence augmente de valeur, le rapport des courants partiels s'approche de l'unité, quelles que puissent être les valeurs des résistances des deux branches.

$$p = \frac{J_{2\,eff} w_2}{J_{3\,eff} w_3} = \frac{w_2}{w_3}.$$

Pour le déphasage des courants dans les conducteurs (1) et (2), on a la formule suivante :

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega \frac{WL' - w_3 L_{23}}{w_3 W + \omega^2 L' L_{23}}.$$

Si l'on a les égalités suivantes :

$$d_{12} = d_{13} ; \quad \mu_2 = \mu_3,$$

on trouve approximativement les valeurs :

$$L_3 = (1/2) L_{23}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega L_{23} \frac{(W/2) - w_3}{w_3 W + (\omega^2/2) L_{23}^2}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega L_{23} \frac{w_2 - w_3}{\omega^2 L_{23}^2 + 2 w_3 W}. \quad (25)$$

Le déphasage s'annule quand $\omega = 0$ ou bien $w_2 = w_3$, ou enfin quand ω est très grand vis-à-vis de w_2 et w_3.

Pour $\omega = 0$ et $\omega = \infty$, on a $\operatorname{tg} \varphi = 0$. Il est évident que, pour une valeur intermédiaire de ω, $\operatorname{tg} \varphi$ doit atteindre une valeur maxima. On trouve celle-ci en annulant la dérivée de l'expression.

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{\omega}{\omega^2 L_{23}^2 + 2 w_3 W} \\ \frac{dK}{d\omega} &= \frac{2 w_3 W + \omega^2 L_{23}^2}{(\omega^2 L_{23}^2 + 2 w_3 W)^2} = 0 \\ \omega L_{23} &= \sqrt{2 w_3 W} \\ \operatorname{tg} \varphi_{max} &= \frac{w_3 - w_2}{2\sqrt{2 w_3 W}}. \end{aligned}\right\} \quad (26)$$

Si par exemple on a l'égalité :

$$2\sqrt{2 w_3 W} = w_3 - w_2$$

c'est-à-dire si l'on a pour valeur du rapport des résistances

$$w_2/w = 10{,}66,$$

on trouve pour $\operatorname{tg} \varphi$ et φ les valeurs :

$$\operatorname{tg} \varphi = 1 ; \quad \varphi = 45°$$

$$\cos \varphi = \sqrt{2}/2 = 0{,}705.$$

La fréquence correspondante est donnée par l'équation (16)

$$\omega L_{23} = \sqrt{2 w_3 \,.\, 11{,}66\, w_3} = w_3 \,.\, 4{,}76$$

$$\omega = 4{,}76 (w_3/L_{23}).$$

Pour l'énergie convertie en chaleur dans les conducteurs (2) et (3), on peut employer la formule approximative :

$$A = J_{1\,eff}^2 \frac{w_2 w_3 + (\omega^2/4) L_{23}^2}{W + \omega^2 L_{23}^2/W}.$$

Pour le cas du courant continu, on a :

$$J_{2\,eff} = (w_3/W) J_{1\,eff}$$

$$J_{3\,eff} = (w_2/W) J_{1\,eff}$$

$$A' = w_2 J_{2\,eff}^2 + w_3 J_{3\,eff}^2$$

$$= \frac{w_1 w_3^2 + w_3 w_1^2}{W^2} J_{1\,eff}^2 = \frac{w_2 w_3}{W} J_{1\,eff}^2.$$

Si l'on a $\omega = 0$ ou $L_{23} = 0$, ou $w_2 = w_3$, on trouve finalement

$$A = A'.$$

Mais si w_2 a une valeur différente de w_3 on a toujours :

$$A > A'.$$

Cette inégalité peut être trouvée de la façon suivante. On a :

$$A = J_{1\,eff}^2 W \frac{4 w_2 w_3 + \omega^2 L_{23}^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}.$$

De l'inégalité $w_2 - w_3 \gtrless 0$, on déduit :

$$(w_2 - w_3)^2 > 0$$
$$w_2^2 - 2w_2w_3 + w_3^2 > 0$$
$$w_2^2 + 2w_2w_3 + w_3^2 > 4w_2w_3$$
$$W^2 > 4w_2w_3$$
$$\frac{4w_2w_3}{W^2} < 1$$
$$\frac{4w_2w_3}{W^2} < \frac{4w_2w_3 + \omega^2 L_{23}^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}$$
$$A' < A.$$

Cette inégalité exprime le fait suivant : l'énergie convertie en chaleur dans les conducteurs (2) et (3) est, pour un courant total donné, plus grande pour le courant alternatif que pour le courant continu. Ce n'est que quand $w_2 = w_3$ que les deux quantités d'énergie sont égales. Dans ce cas, le courant alternatif se répartit, comme on l'a vu, de la même façon que le courant continu.

De l'équation (23) il résulte que, dans un conducteur de résistance

$$w_a = \frac{w_2w_3W + \omega^2(w_2L'^2 + w_3L''^2)}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}$$

parcouru par le conducteur J_{1eff}, il y a exactement autant d'énergie convertie en chaleur que dans les deux conducteurs (2) et (3) reliés en parallèle.

(A suivre.) B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Oscillations électriques dans les bobines à noyaux métalliques. — **J. S. Sachs.** — *Annalen der Physik*, n° 2, 1907.

Si l'on place, dans une bobine excitée par un circuit oscillant, un conducteur métallique de faible résistance, on peut s'attendre à deux choses : en premier lieu une diminution sensible de l'intensité d'excitation ; et en second lieu une diminution de la longueur d'onde propre des perturbations engendrées dans la bobine. Les deux phénomènes doivent, d'après Drude, être explicables par le fait que les courants induits dans le noyau métallique produisent une diminution de la self-induction apparente de la bobine, par un effet analogue à celui que produit le secondaire d'un transformateur.

L'auteur a constaté par hasard un effet opposé sur une bobine qui présentait comme longueur d'onde propre $(1/2)\lambda = 240$ cm. : quand on introduisait dans cette bobine un cylindre creux de laiton, la longueur d'onde s'élevait à la valeur $(1/2)\lambda = 300$ cm. Dans ces conditions, l'auteur a cru intéressant de faire sur ce point une série d'expériences. Il a employé, pour cela, un condensateur réglable à plaques circulaires plongées dans du pétrole et une bobine de Ruhmkorff à interrupteur Desprez ou bien un transformateur à haute tension, les deux avec ou sans interposition d'un transformateur Tesla. Les électrodes de l'éclateur étaient en laiton ou en zinc.

La première bobine essayée a donné le résultat suivant :

NOMBRE DE TOURS n.	$(\lambda/2)$ SANS NOYAU	$(\lambda/2)$ AVEC NOYAU
18	240 cm.	300 cm.
17	230	280
15	220	240

On constate, en examinant les chiffres de ce tableau, un fait surprenant : quand on diminue le nombre de tours de la bobine, la longueur d'onde de la bobine avec un noyau diminue plus vite que la longueur d'onde de la bobine sans noyau. Il semble donc qu'en diminuant de plus en plus le nombre de tours, on doive arriver à un moment où le rapport des longueurs d'onde s'inverse.

Une bobine d'ébonite de $2^{cm},8$ de diamètre extérieur et 2 centimètres de diamètre intérieur fut recouverte de 25 tours d'un fil de $0^{mm},9$ nu et $2,0^{mm}$ isolé : les tours étaient juxtaposés le plus régulièrement possible. Comme noyau métallique, on introduisait dans cette bobine un cylindre creux de cuivre de $0^{mm},5$ d'épaisseur de paroi, qui occupait tout l'intérieur de la bobine. La longueur d'onde propre de cette bobine était $(\lambda/2) = 350$ avec noyau et $\lambda/2 = 265$ sans noyau : quand on diminuait le nombre de tours de 25 jusqu'à 5, la longueur d'onde diminuait plus vite avec le noyau que sans noyau : pour 9 tours, la longueur d'onde avait la même valeur $(\lambda/2 = 154)$ avec noyau et sans noyau : au delà, la longueur d'onde était plus petite avec noyau

que sans noyau, le rapport des longueurs d'onde étant inversé.

Les expériences faites sur d'autres bobines de différents types ont donné les résultats suivants :

Bobine I.

Bois : diamètre extérieur 46 mm. ; diamètre intérieur 20 mm. ; nombre de tours *n*.

λ/2 SANS NOYAU EN CM.	λ/2 AVEC NOYAU EN CM.	*n*
353	353	10
333	322	9
316	300	8
276	260	7

Bobine II.

Diamètre extérieur 40 mm. ; diamètre intérieur 20 mm.

n	λ/2 SANS NOYAU EN CM.	λ/2 AVEC NOYAU EN CM.
18	448	488
17	437	472
16	424	448
15	407	427
14	387	410
13	367	385
12	348	354
11	332	334
10	309	309
9	293	283

Bobine III.

Même bobine que II, mais sur ébonite.

n	λ/2 SANS NOYAU EN CM.	λ/2 AVEC NOYAU EN CM.
18	378	415
17	363	396
16	355	379
15	343	365
14	326	343
13	311	323
12	296	308
11	282	288
10	266	266
9	250	245

Bobine IV.

Bois : diamètre extérieur 34 mm. ; diamètre intérieur 20 mm.

n	λ/2 SANS NOYAU EN CM.	λ/2 AVEC NOYAU EN CM.
22	380	445
20	361	413
18	335	376
16	318	348
14	300	321
12	278	273

Toutes ces bobines étaient établies avec du fil de $0^{mm},9$ nu et 2 millimètres isolé, guipé au coton.

On ne peut tirer d'un aussi petit nombre d'expériences aucun résultat définitif certain. Néanmoins, on voit indubitablement que, si l'on place un noyau métallique dans une bobine, la longueur d'onde propre croît ou diminue suivant la construction et la constitution de la bobine. L'influence du noyau métallique est d'autant plus faible que l'épaisseur de paroi est plus grande ou que la constante diélectrique de la paroi est plus grande.

Dans trois autres bobines, l'auteur a placé, au lieu d'un cylindre creux de cuivre, un cylindre massif de mêmes dimensions extérieures, et aussi un tube creux en fonte ou un faisceau de fils. Les résultats obtenus sur une bobine en ébonite recouverte de 25 tours de fil et présentant un diamètre extérieur de 28 millimètres et un diamètre intérieur de 20 millimètres sont indiqués par le tableau suivant :

λ/2 EN CENTIMÈTRES

SANS NOYAU	AVEC NOYAU CREUX de cuivre.	AVEC NOYAU PLEIN de cuivre.	AVEC TUBE DE FONTE	AVEC FAISCEAU de fils.
286	352	352	330	365

Sur une bobine d'ébonite de 40 millimètres de diamètre extérieur et 20 millimètres de diamètre intérieur, portant 16 tours de fil de $1^{mm},05$ nu et $2^{mm},4$ isolé avec un gui page de coton, les chiffres observés ont été les suivants :

$\lambda/2$ EN CENTIMÈTRES

SANS NOYAU	AVEC NOYAU de CUIVRE CREUX	AVEC NOYAU de CUIVRE PLEIN	AVEC TUBE EN FONTE	AVEC FAISCEAU de fils.
337	372	370	360	368

La troisième bobine a donné des résultats semblables. Il semble donc que la modification provoquée par la présence du noyau soit fonction de la bobine elle-même ; évidemment la constitution du noyau joue aussi un rôle.

Pour étudier l'influence de la constante diélectrique du milieu, l'auteur a employé un dispositif permettant d'introduire différents liquides. Les résultats semblent montrer que l'influence de la constante diélectrique est assez nette : les points pour lesquels les deux longueurs d'onde ont la même valeur (avec et sans noyau) varient suivant la nature du diélectrique.

L'auteur mentionne encore que, si l'on ferme une bobine sur un condensateur, la longueur d'onde propre de la bobine augmente ou diminue par suite de l'introduction du noyau suivant que le condensateur a une capacité plus ou moins considérable. R. V.

***Sur la production d'oscillations entretenues dans un arc de Duddell-Poulsen.* — J. Sahulka.**
— *Elektrotechnik und Maschinenbau,* 3 février 1907.

L'auteur se propose de donner une explication simple de la production d'oscillations entretenues dans un arc de Duddell-Poulsen.

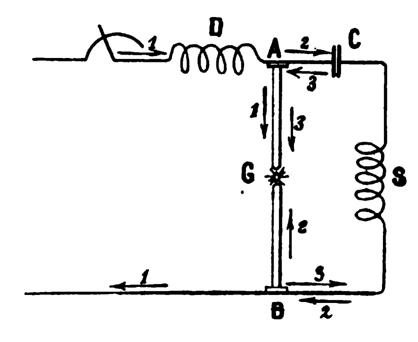


Fig. 1 et 2.

Sur la figure 1, G représente l'arc à courant continu, D une bobine de self-induction, C le conducteur et S une résistance inductive placée dans le circuit oscillant relié en parallèle avec l'arc G. La direction du courant continu est indiquée par les flèches 1. Si la différence de potentiel en G était absolument constante, il ne passerait dans le circuit oscillant aucun courant, le condensateur conservant d'une façon permanente une tension de charge égale à la tension aux bornes de l'arc G. Si, pour une raison quelconque, la tension en G subit une petite modification, par exemple une petite augmentation δ, le conducteur prend un courant de charge 2 pour élever aussi de δ sa tension de charge, mais, par suite de la présence de la résistance inductive insérée dans le circuit, la tension s'élève d'une valeur δ_1 un peu plus grande que δ. Le conducteur doit alors se décharger de l'excédent de tension qu'il présente par rapport à la tension de l'arc. Si ce dernier avait une résistance invariable, la décharge aurait lieu sous la forme d'un courant oscillatoire amorti. Mais la résistance de l'arc est variable. Dès que le condensateur tend à produire un courant de décharge dans la direction des flèches 3, la résistance de l'arc et la différence de potentiel diminuent. Le condensateur cherche à se conformer à cette différence de potentiel abaissée, mais par suite de la présence de la résistance inductive, il se décharge à une valeur plus basse de la différence de potentiel; cet état de choses ne peut pas durer. Le condensateur prend à nouveau un courant de charge dans la direction des flèches 2, qui agit dans l'arc à l'opposé du courant continu 1 et affaiblit celui-ci ; il en résulte une augmentation de tension en *b*, etc.

On voit d'après ce qui précède que le circuit oscillant ne peut être le siège que d'un courant de haute fréquence. Celui-ci ne se produit toutefois que quand les variations de résistance produites dans l'arc dépassent une certaine valeur. Dans le cas contraire, il se produit simplement un courant oscillant amorti de très courte durée. Plus la résistance de l'arc varie avec l'intensité du courant, plus est intense le courant de haute fréquence qui prend naissance et plus est grande la fréquence que l'on peut obtenir. L'action dépend donc de la constitution du gaz environnant les électrodes; Poulsen emploie de l'hydrogène ou du gaz d'éclairage et a réalisé ainsi un perfectionnement sensible, car les courants oscillants produits ont une beaucoup plus grande fréquence.

L'arc se comporte, par rapport au circuit os-



cillant, comme une source de force électromotrice alternative. L'état stationnaire est atteint quand l'énergie fournie au circuit oscillant est égale à l'énergie consommée dans le circuit oscillant. La fréquence des courants oscillants produits peut être déterminée, d'une façon approximative, par la formule de Thomson :

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}.$$

En réalité, la fréquence croît quand la longueur de l'arc diminue et quand l'intensité du courant continu augmente : cela tient à ce que le condensateur n'est pas fermé seulement à travers l'arc, mais aussi à travers la source de courant continu.

(A suivre.) R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur les photomètres à papillotement. — J. S. Dow. — *The Electrician*, 1 et 8 février 1907.

L'emploi de sources lumineuses de différentes couleurs, telles que les arcs à flamme, les arcs au mercure, les manchons Auer, etc., a conduit à des difficultés importantes pour les mesures photométriques. Ces difficultés sont en partie évitées par l'emploi des photomètres à papillotement, dont le principe a été appliqué pour la première fois par Rood. Dans cet appareil, deux surfaces, éclairées respectivement par les deux sources lumineuses que l'on compare, sont successivement amenées dans le champ de vision de l'œil. Si les surfaces sont inégalement éclairées, on a la sensation d'un papillotement; si les surfaces sont également éclairées, le papillotement disparaît. Tous les photomètres à papillotement actuel, sauf celui à tache de graisse de Wild, semblent être des modifications de l'appareil primitif de Rood et Whitman. Ces photomètres, formés généralement par une surface irrégulière en plâtre tournant autour d'un axe central, peuvent conduire à des erreurs angulaires. Un appareil qui semble n'être pas sujet à cette erreur a été réalisé par Wild : il consiste en un disque de papier dont une moitié est graissée : le papillotement disparaît quand la moitié graissée et la moitié non graissée sont également éclairées.

Un inconvénient du photomètre à papillotement est qu'il fatigue la vue. L'explication exacte de la sensation de papillotement n'est pas connue d'une façon certaine : il semble qu'elle soit due aux efforts des nerfs de l'œil qui commandent le diaphragme de l'iris.

On peut poser la question suivante sur l'emploi des photomètres à papillotement. Si les deux mêmes surfaces photométriques sont disposées pour sous-tendre un certain angle fixe sur l'œil et sont éclairées par des lumières de coloration différente, obtient-on le même résultat si ces surfaces sont vues d'abord simultanément, comme dans un photomètre ordinaire, et ensuite successivement avec une grande rapidité, comme dans le photomètre à papillotement ? Une étude de T. C. Porter tend à prouver que les deux sensations donnent lieu aux mêmes résultats. Cet auteur a reconstitué, par la méthode du papillotement, la courbe du spectre solaire et a trouvé que cette courbe concorde très exactement, sauf pour les valeurs extrêmes, avec la courbe obtenue par Vierordt par la méthode ordinaire basée sur l'égalité d'éclairement.

L'auteur a vérifié que les résultats obtenus avec des lumières de même couleur ou avec des lumières de couleurs différentes diffèrent peu entre eux dans les conditions de la pratique, comme le montrent les chiffres suivants :

NATURE DES LUMIÈRES COMPARÉES	PHOTOMÈTRE À PAPILLOTEMENT	MÉTHODE ORDINAIRE
Blanc-blanc	1,031	1,034
Blanc-vert pomme	0,911	0,906
Blanc-vert ($\lambda = 0,51\mu - 0,58\mu$)	1,21	1,08
Blanc-rouge ($\lambda = 0,6\mu - 0,7\mu$)	2,23	2,09

On a souvent dit que la sensation de papillotement dépendait de la vitesse et que, si l'équilibre existe pour une vitesse, le papillotement reparaît pour une vitesse plus faible. L'auteur a fait des expériences sur ce point et a constaté que, pour une très grande gamme de vitesses, l'influence de la vitesse sur les résultats est très faible et peut être négligée en pratique. Il faut évidemment que la vitesse soit supérieure à une valeur minima qui, d'ailleurs, dépend de l'âge de l'observateur.

Un autre point intéressant pour l'emploi des photomètres à papillotement est de savoir s'il est nécessaire que les deux surfaces du photo-

mètre soient exposées à l'œil pendant des intervalles de temps exactement égaux. Simmance et Abady estiment qu'une inégalité de ces intervalles de temps fausse les résultats. Whitman est arrivé à la conclusion opposée. Il semble certain que, dans des conditions ordinaires, une exposition d'inégale durée des surfaces photométriques ne doit pas affecter matériellement les résultats. Toutefois, la sensibilité est réduite si la différence des durées d'exposition est grande.

Finalement, il est intéressant de savoir jusqu'à quel point on peut employer le photomètre à papillotement avec des lampes alimentées par du courant alternatif. L'auteur a trouvé que, pour une fréquence de 60 périodes par seconde, des lampes de 100 volts et 32 bougies pouvaient être comparées avec un photomètre à papillotement sans aucune erreur : il en est de même pour la comparaison d'une lampe de 100 volts et 32 bougies alimentée par du courant alternatif, avec une lampe semblable alimentée par du courant continu. Mais, quand on emploie le photomètre pour comparer un arc alternatif avec une lampe à incandescence, on voit distinctement des bandes stroboscopiques sur le disque tournant. Ces bandes lumineuses et sombres peuvent être distinguées très nettement avec le télescope du photomètre : tant qu'elles sont stationnaires, elles n'affectent pas les lectures, mais, comme généralement, il n'y a aucune relation entre la vitesse de l'alternateur et celle du photomètre, les bandes ne restent jamais longtemps stationnaires et, quand elles commencent à tourner, un papillotement est produit dans le champ de vision.

R. R.

Sur les étalons photométriques et l'état actuel des lampes à haut voltage (*fin*). (1) — **C.-C. Paterson.** — *The Electrician*, 1er et 8 février 1907.

Essais de lampes à incandescence. — Il arrive souvent que des lampes qui seraient bonnes sont classées pour des tensions pour lesquelles elles sont impropres ; elles sont alors mises très rapidement hors service, ou bien présentent une durée indéfinie et ont un mauvais rendement. D'autre part, il y a beaucoup de lampes qui, quoique présentant au début une consommation moyenne, tombent très rapidement à une puissance lumineuse inférieure à 80 % de leur puissance primitive. Il semble donc désirable de réglementer d'une façon assez précise les essais à faire subir aux lampes. Ces essais pourraient être divisés en deux catégories :

Ceux destinés à déterminer la valeur initiale des lampes, et leur uniformité au point de vue de la puissance lumineuse et de la consommation d'énergie ;

Ceux destinés à déterminer la variation de la puissance lumineuse pendant la durée de fonctionnement de la lampe.

Valeur initiale des lampes. — Des essais ont été faits sur des lampes à 200 volts et 16 bougies, fournies par dix fabricants anglais. Les mesures ont porté sur la puissance lumineuse horizontale moyenne et la consommation moyenne à la tension indiquée. Ces expériences ont montré qu'il est nécessaire de réaliser des progrès au point de vue de l'uniformité des lampes. D'après les résultats obtenus, on a classé les lampes étudiées en 10 groupes dans lesquels les valeurs extrêmes de la puissance lumineuse, de la consommation spécifique et de la durée sont indiquées par le tableau III.

TABLEAU III

GROUPE	PUISSANCE LUMINEUSE horizontale moyenne (valeurs extrêmes.)	WATTS PAR BOUGIE (valeurs extrêmes.)	DURÉE PROBABLE heures.
1	16,1 à 21,5	3,04 à 3,75	43 à 130
2	13,1 14,8	3,83 4,19	340 650
3	15,2 17,8	3,56 3,90	330 660
4	14,1 17,0	3,72 4,26	470 1,040
5	12,9 20,4	3,15 5,02	76 1,170
6	12,1 18,4	3,29 4,65	136 1,120
7	11,0 18,2	3,44 5,21	230 2,500
8	15,3 19,4	3,12 3,76	180 540
9	13,0 16,1	3,33 4,25	190 790
10	13,1 18,6	3,24 4,28	160 820

Dans le groupe 7, la puissance lumineuse, nominalement de 16 bougies, est comprise entre 11 et 18 bougies, les consommations spécifiques correspondantes étant comprises entre 5,2 et 3,4 watts par bougie, et la durée utile à la tension indiquée est comprise entre 2 500 heures et 230 heures. Dans le groupe 2, au contraire, bien que

(1) *Eclairage Electrique*, t. L, 23 février 1907, p. 324.

la puissance lumineuse soit uniformément faible, les valeurs limites sont de 13 et 15 bougies, et la durée utile à la tension indiquée est comprise entre 340 et 650 heures.

Il semble urgent que cet état de choses prenne fin et que les lampes mises sur le marché soient mieux étalonnées et plus uniformes comme qualité.

Essais de durée. — Les lampes furent mises en service et la tension fut réglée de façon que la consommation spécifique fût exactement de 3,8 watts par bougie au début de la mise en service. L'essai était considéré comme terminé quand la puissance lumineuse avait diminué de 20 %. Le tableau IV indique la durée d'utilisation moyenne trouvée pour chaque groupe. Les résultats indiqués dans la seconde colonne ne sont pas rigoureusement comparables entre eux puisque la forme de filaments étant variable pour les différentes lampes, le rapport de l'intensité lumineuse horizontale à l'intensité lumineuse sphérique moyenne n'avait pas exactement la même valeur pour tous les types. Comme la tension était réglée de façon que la consommation spécifique fût, au début, de 3,8 watts par bougie horizontale, les lampes qui émettent une plus grande proportion de lumière dans une direction horizontale que dans une direction verticale fonctionnaient évidemment à une température plus basse que les lampes caractérisées par une plus grande proportion de lumière dans la direction verticale. Dans la dernière colonne, les résultats ont été corrigés en supposant que le rapport de l'intensité lumineuse sphérique à l'intensité lumineuse horizontale avait pour valeur 0,865.

TABLEAU IV

Groupe.	Durée réelle.	Rapport $\frac{\text{Intensité moyenne sphér.}}{\text{Intensité moyenne horiz.}}$	Durée probable corrigée d'après la valeur 0,865 du rapport.
	heures.		
1	140	0,88	153
2	370	0,884	416
3	487	0,846	426
4	535	0,862	525
5	225	0,876	241
6	315	0,84	262
7	415	0,878	450
8	570	0,88	626
9	415	0,868	422
10	415	0,86	402

Généralement, on fait l'essai de durée des lampes en faisant fonctionner celles-ci sous une tension égale à la tension normale indiquée. Cette méthode prête à de sérieuses objections. Une lampe ne peut être garantie pour une durée déterminée que si le filament fonctionne à une température bien définie. Celle-ci peut être réglée avec une assez grande exactitude dans les lampes à filament de carbone en les faisant fonctionner avec une consommation spécifique donnée. Par exemple, on rencontre dans les groupes formés un certain nombre de lampes dont la consommation spécifique est comprise entre 2,6 et 3,6 watts par bougie ; on doit s'attendre à ce que la durée d'utilisation des dernières soit sept fois plus considérable que celle des premières. Si la durée indiquée se rapporte par exemple, à une consommation spécifique de 3,10 watts par bougie, il suffit de faire un essai sur cinq lampes par exemple avec cette consommation spécifique, et de prendre la moyenne. Si l'on veut, au contraire, faire l'essai sous la tension indiquée, au lieu de le faire avec la consommation spécifique indiquée, il est nécessaire de faire porter cet essai sur un nombre de lampes beaucoup plus considérable. Il faut remarquer aussi que la loi qui lie la consommation spécifique à la durée n'est pas représentée par une droite. Même si l'on essaie un grand nombre de lampes au point de vue de la durée à la tension indiquée, la durée moyenne trouvée de cette façon n'est pas la durée de la lampe dont la consommation spécifique est la moyenne du lot, mais peut présenter des différences de 10 à 12 % par rapport à cette valeur.

Comparaison entre l'essai de durée normale et un essai fait en poussant les lampes. — Une série d'essais a été faite en vue de déterminer s'il est possible, au moyen d'un essai fait en poussant la lampe, de prévoir la chute proportionnelle que présenterait la lampe au bout d'un certain temps de fonctionnement. Cet essai avait lieu pendant une heure sous une tension de 40 % plus élevée que la tension normale. Des mesures antérieures avaient montré que, dans le cas de bonnes lampes, une augmentation de 70 % sur la tension normale pendant une période de 2 minutes 1/2 n'entraîne pas une diminution future appréciable de ces puissances lumineuses de la lampe, et qu'une augmentation graduelle de 100 % sur la tension, pendant trois minutes, ne produit

pas de rupture ni de détérioration du filament.

Les essais furent faits sous une tension supérieure de 40 °/₀ à la tension normale : cela correspond à une consommation spécifique de 1,3 watt par bougie pour une lampe ordinaire. Après un essai d'une heure à ce régime, la puissance lumineuse de la lampe ne devait pas être tombée au-dessous d'une certaine valeur par rapport à sa puissance lumineuse normale. Les résultats ainsi obtenus ont été comparés avec les résultats d'un essai ordinaire à la tension normale indiquée.

Pour effectuer cette comparaison, on avait choisi trois types de lampes différents, et l'on avait fait une sélection soigneuse dans un lot important afin d'obtenir six lampes de chaque type répondant bien à la consommation spécifique normale indiquée pour ce type. Pour que, au point de vue de la chute de puissance lumineuse, l'essai en surcharge puisse donner des indications utiles sur le fonctionnement de la lampe dans des conditions normales, il faut qu'il existe des relations définies entre les résultats ainsi obtenus en surcharge et les résultats obtenus à tension normale. Par exemple une lampe consommant 4,5 watts par bougie moyenne sphérique présente une chute de lumière de 24 °/₀ quand elle fonctionne pendant 1 000 heures à 100 volts ou bien pendant une heure à 140 volts. On devrait s'attendre à quelque chose d'analogue pour les autres lampes, mais l'expérience a montré qu'il n'en est pas ainsi. On le voit d'après les chiffres du tableau V qui indique les proportions (°/₀) obtenues.

TABLEAU V

CONSOMMATION SPÉCIFIQUE initiale par bougie spécifique.	TYPE DE LAMPE	CHUTE DE LUMIÈRE EN °/₀ dans un essai normal de 1 000 heures.	CHUTE DE LUMIÈRE EN °/₀ dans un essai à 40 °/₀ de surcharge pendant une heure.
	n°	°/₀	°/₀
5,0	1	22	20
	2	13	11
	3	12	16
4,5	1	33	29
	2	21	13
	3	24	24
4,0	1	44	38
	2	29	16
	3	36	32

On voit d'après ces chiffres que non seulement la chute de puissance lumineuse dans les deux essais est différente suivant les différents types de lampes, mais que la forme de la courbe obtenue varie pour un même type de lampe. Cette conclusion ne s'applique d'ailleurs qu'à une surtension de 40 °/₀, correspondant à une consommation spécifique de 1,3 watt par bougie. Il est très possible qu'un essai de durée à 2,5 watts par bougie puisse donner des résultats plus voisins de ceux auxquels conduit l'essai à tension normale.

R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome L. Samedi 23 Mars 1907. 14e Année. — N° 12.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DU RÉCEPTEUR TÉLÉPHONIQUE *(Fin)* (1)

VI. — ÉTUDE DE L'HYSTÉRÉSIS

Soit B l'induction magnétique d'un noyau de fer et soit H le champ magnétisant.

A un accroissement dH de la force magnétisante correspond un accroissement dB de l'induction magnétique et :

$$\frac{dB}{dH} = \varphi(B,H).$$

Cette fonction n'est pas la même suivant que dH est positif ou négatif ; par suite si on pouvait intégrer l'équation, on obtiendrait 2 familles distinctes de courbes. Comme, dans le cas actuel, le fer est loin de la saturation, et que les variations du champ sont toujours faibles, nous pourrons remplacer φ par une constante qui aura deux valeurs différentes suivant le signe de dH.

Donc nous écrirons :

$$dB = \lambda_1 dH \quad dH > 0,$$
$$dB = \lambda_2 dH \quad dH < 0.$$

Si i est le courant magnétisant et s'il croît de di, il se produit dans le champ un accroissement dH. Cet accroissement se décompose en 2 parties :

L'une due directement au courant qui se produirait si le milieu n'était pas magnétique ;

Et l'autre due à la variation de l'aimantation du noyau.

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 16 mars 1907, p. 365.

On posera donc :

$$dH = \alpha di + \beta dB = \alpha di + \beta\lambda dH$$

α et β étant deux constantes ;
d'où

$$\frac{dH}{di} = \frac{\alpha}{1 - \beta\lambda_1} = \mu_1 \quad di > 0,$$

$$\frac{dH}{di} = \frac{\alpha}{1 - \beta\lambda_2} = \mu_2 \quad di < 0.$$

Soit maintenant un son simple, et soit :

$$i = \sin \omega t$$

le courant correspondant, représenté ainsi par une sinusoïde, dont nous supposons l'amplitude égale à 1. Pendant que i augmente, H décrit un arc de sinusoïde d'amplitude μ_1.

Lorsque i diminue H décrit un deuxième arc de sinusoïde qui se raccorde au premier et dont l'amplitude est μ_2, et ainsi de suite ; la courbe de H est donc déformée par rapport à celle de i et elle renferme des harmoniques d'ordre supérieur.

On peut même aller plus loin : soit un son composé de 2 sons simples :

$$i = A \sin \omega t + A' \sin \omega' t$$
$$= i_1 + i_2.$$

Si les 2 sons simples étaient séparés, on aurait 2 champs distincts H_1 et H_2, et on aurait :

$$\begin{cases} \dfrac{dH_1}{dt} = \mu A\omega \cos \omega t \\ \dfrac{dH_2}{dt} = \mu A'\omega' \cos \omega' t. \end{cases}$$

en prenant μ_1 ou μ_2 suivant que les fonctions sont croissantes ou décroissantes.

Supposons qu'à un instant donné la première fonction soit croissante et la deuxième décroissante :

$$\begin{cases} \dfrac{dH_1}{dt} = \mu_1 A\omega \cos \omega t \\ \dfrac{dH_2}{dt} = \mu_2 A'\omega' \cos \omega' t. \end{cases}$$

Les 2 sons étant simultanés, la fonction i qui est une somme de 2 fonctions, l'une croissante, l'autre décroissante, peut être croissante.

En ce cas, le champ résultant H est lié à i par la relation :

$$dH = \mu_1 di$$

ou :

$$\frac{dH}{dt} = \mu_1 A\omega \cos \omega t + \mu_1 A'\omega' \cos \omega' t.$$

On voit donc que dans ce cas on, a forcément :

$$\frac{dH}{dt} \neq \frac{dH_1}{dt} + \frac{dH_2}{dt}$$

ou :

$$H \neq H_1 + H_2.$$

Donc l'effet de l'hystérésis serait de déformer les sons les plus purs et d'y introduire des harmoniques. Il nous paraît d'ailleurs que cet effet est absolument négligeable vis-à-vis des courants de Foucault.



Enfin la perte par hystérésis est en watts :

$$NV\eta B^{1,6}$$

N étant la fréquence, V le volume du fer, η un coefficient qui dépend de la nature du métal, B l'induction magnétique.

Nous prendrons ici :

$$N = 1000,$$
$$\eta = 0,004,$$
$$\beta = 10\,000,$$
$$V = 10^{-2}.$$

Tout calcul fait on trouve pour cette perte de puissance dans la plaque :

$$10\,044 \times 10^3 \times 10^{-2} \times 10^{-7} = 10^{-2} \text{ environ.}$$

Or nous avons vu que la perte de puissance par seconde produite par les courants de Foucault de la plaque était

$$Rx'^2 = 100 \times \omega^2 x^2 = 100 \times \frac{4\pi^2}{10^{-6}} \times 10^{-8} = 4\pi^2.$$

Donc la perte par hystérésis est moins de 1/3 000 de la perte par courants de Foucault.

VII. — INFLUENCE DE LA LIGNE

Nous avons supposé jusqu'à présent le récepteur et le transmetteur réunis par une ligne très courte ; il faudrait voir maintenant quelle est l'influence d'une ligne un peu longue.

On sait que la propagation dépend d'une équation aux dérivées partielles ; le récepteur et le transmetteur agissent sur les conditions aux limites.

Dans des paragraphes précédents on étudie une fonction :

$$\Phi = \frac{\gamma i}{\omega}$$

γ étant un coefficient qui dépend de la ligne.

Si on appelle Φ et V, Φ' et V' les valeurs qui prennent cette fonction et le potentiel en amont et en aval de l'appareil, on peut dire que, quelle que soit la complication d'un récepteur, il est toujours caractérisé par ce fait qu'il y aura 2 relations linéaires entre ces 4 quantités et leurs dérivées partielles par rapport au temps.

La connaissance de ces relations permet de résoudre le problème dans les cas les plus compliqués.

Nous allons rechercher ce que deviennent ces relations dans le cas qui nous occupe.

Ici, il n'y a pas de capacité ; donc l'intensité est la même en amont et en aval, d'où

$$\Phi = \Phi' \qquad \text{(1}^{\text{re}}\text{ relation).}$$

En outre E étant la différence de potentiel aux bornes du téléphone, on a :

$$E = V - V'.$$

Si maintenant on élimine x, j, j_1 entre les 4 équations (A) on trouve (π et π_1 étant 2 polynômes entiers en ω) :

$$\pi(\omega) \times i = \pi_1(\omega) \times E$$

Ou bien :

$$\omega\pi(\omega)\frac{\Phi}{\gamma} = \pi_1(\omega) \times (V - V').$$



Or :

$$\omega^k \Phi = \frac{d^k \Phi}{dt^k},$$

$$\omega^k V = \frac{d^k V}{dt^k},$$

$$\omega^k V' = \frac{d^k V'}{dt^k}.$$

Donc on a bien ainsi la deuxième relation linéaire entre les 3 fonctions Φ, V, V' et leurs dérivées par rapport au temps.

A l'aide de ces 2 relations on pourra étudier l'influence de la ligne.

Nous n'entrerons pas dans les calculs ; mais nous mentionnerons un cas particulièrement simple : c'est celui où il existe entre les coefficients la relation indiquée antérieurement ; dans ce cas on n'a plus, comme pour une ligne très courte

$$E = E_1$$

E et E_1 étant les différences de potentiel entre les bornes du récepteur et du transmetteur, on trouve :

$$E = kE_1$$

k étant un coefficient d'affaiblissement constant.

Dans ce cas, tout se passerait comme sur une ligne très courte ; il se produirait seulement un affaiblissement du son.

Henri POINCARÉ.

NOTE SUR L'INFLUENCE D'UNE CAPACITÉ INTERCALÉE DANS LE CIRCUIT SECONDAIRE D'UN TRANSFORMATEUR

SUR LE DÉPHASAGE ENTRE LA FORCE ÉLECTROMOTRICE ET LE COURANT D'UN ALTERNATEUR ALIMENTANT LE CIRCUIT PRIMAIRE DE CE TRANSFORMATEUR

Le dispositif formé par un transformateur dont le circuit secondaire contient un condensateur est généralement désigné sous le nom de transformateur à résonance. Ce dispositif est employé dans les postes de télégraphie sans fil.

Seibt a étudié le fonctionnement du transformateur à résonance. Il a été conduit à des calculs compliqués et parfois à des résultats inexacts. Cette étude a été reprise récemment par Benischke (Voir l'*Eclairage Electrique* du 9 février 1907), qui est parti des équations fondamentales des transformateurs.

Ce que nous proposons ici, c'est tout simplement de donner une méthode graphique dans le cas simplifié où les fuites et les pertes par hystérésis sont négligeables.

Un alternateur M est mis en circuit avec une bobine de self L_1 et le primaire P_1 d'un transformateur dont le secondaire S_2 est en court-circuit sur une capacité C_2 (cas des postes de télégraphie sans fil) (fig. 1).

Soit R_1 la résistance du circuit de l'alternateur comprenant self et primaire du transformateur et R_2 la résistance du secondaire du transformateur, n_1 le nombre de tours du circuit



primaire supposé à basse tension, n_2 le nombre de tours du circuit secondaire. Dans une première approximation nous négligerons les fuites et les pertes par hystérésis.

Représentons graphiquement les forces électromotrices en jeu, le vecteur origine étant le vecteur représentatif du flux Φ commun aux deux circuits et désignons par E, E_1, E_2 les forces électromotrices efficaces aux bornes de l'alternateur, aux bornes primaires et aux bornes secondaires, par I_1, I_2 les intensités efficaces primaire et secondaire (fig. 2).

E_1 et E_2 sont représentées par OA et OA′ : les ampères-tours secondaires n_2I_2 sont déphasés en avance sur OA′ d'un angle φ_2 tel que

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{1}{\omega C_2 R_2}$$

et représentés par OQ. Les ampères-tours résultants très petits et en phase avec le flux, si nous négligeons l'influence de l'hystérésis, ont pour vecteur représentatif OP et les ampères-tours primaires n_1I_1 représentés en OD sont sensiblement en opposition avec OQ ; l'angle DOA sera sensiblement égal à φ_2.

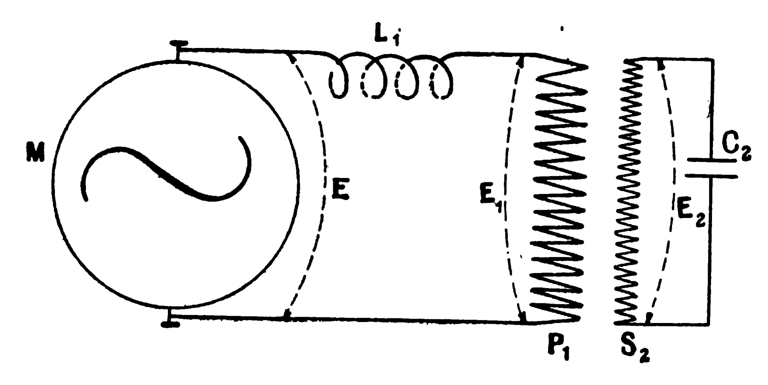


Fig. 1.

La force électromotrice efficace E aux bornes de l'alternateur est la résultante des différences de potentiel E_1, $L_1\omega I_1$ aux bornes de la self, I_1R_1 nécessaire pour vaincre les résistances ohmiques.

Elle sera donc représentée par le vecteur OC faisant un angle α avec le courant I_1.

Projetons le contour OABCO sur les droites OD et OD′ perpendiculaires :

(OD) $$E_1 \cos\varphi_2 + R_1I_1 = E\cos\alpha$$

(OD′) $$E_1 \sin\varphi_2 - L_1\omega I_1 = E\sin\alpha$$

d'où

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{E_1\sin\varphi_2 - L_1\omega I_1}{E_1\cos\varphi_2 + R_1I_1}.$$

Divisons haut et bas par $E_1\cos\varphi_2$ en remarquant que $\cos\varphi_2 = \frac{I_2R_2}{E_2}$

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\frac{1}{C_2\omega R_2} - \frac{L_1\omega}{R_2}\frac{I_1E_2}{I_2E_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2}\frac{I_1E_2}{I_2E_1}}.$$

D'autre part on a sensiblement $\frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{k}$.

En remplaçant :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\frac{1}{C_2 \omega} - L_1 \omega k^2}{R_2 + k^2 R_1} = \frac{\frac{1}{k^2 C_2 \omega} - L_1 \omega}{\frac{R_2}{k^2} + R_1},$$

formule analogue à celle qui donne le décalage dans un circuit renfermant une self et une capacité :

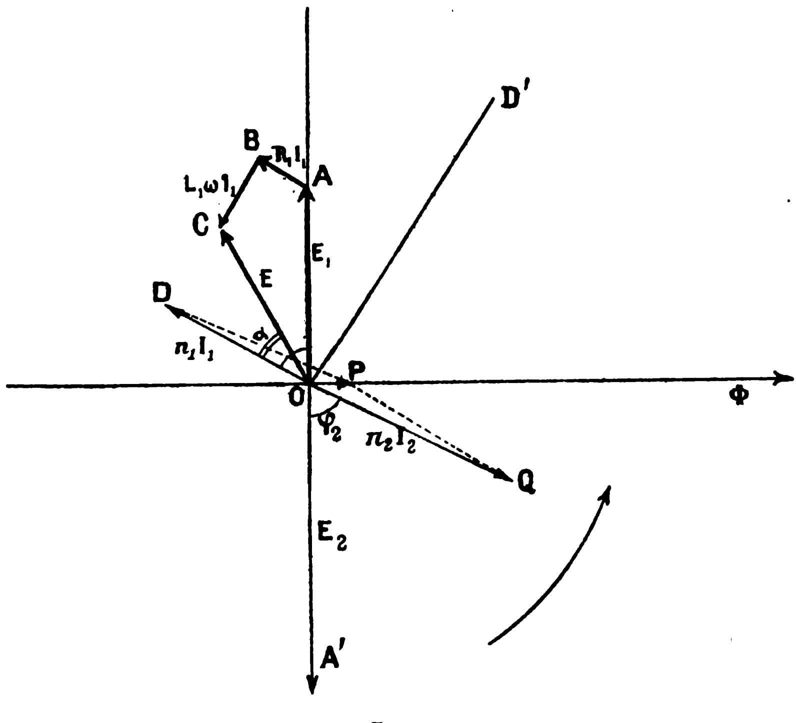


Fig. 2.

« Tout se passe comme si l'on avait intercalé directement dans le circuit de l'alternateur une capacité $k^2 C_2$ (capacité du secondaire multipliée par le carré du rapport de transformation) la résistance de ce circuit se comportant comme si elle était augmentée de la résistance du secondaire divisée par le carré du rapport de transformation. »

Le courant sera en phase avec la force électromotrice si $\operatorname{tg} \alpha = 0$

$$L_1 \omega = \frac{1}{k^2 C_2 \omega}.$$

P. Brenot.



PROPRIÉTÉ ET APPLICATIONS INDUSTRIELLES DE L'ARC ÉLECTRIQUE PRODUIT AU MOYEN D'ÉLECTRODES EN CHARBON MÉLANGÉ DE SUBSTANCES MINÉRALES

(fin) [1].

Analogie entre les arcs entre charbons mélangés et les arcs entre charbons purs ou entre métaux.

Ce qui est fort curieux, c'est qu'un arc saturé de vapeur minérale de sels de calcium par ce procédé présente les mêmes caractères au point de vue qualitatif que l'arc entre charbons homogènes, en opposition avec ceux de l'arc entre charbons à mèche ordinaires, dont la mèche est le plus souvent formée d'un mélange de charbon avec des sels de soude ou de potasse. Le premier de ces caractères, établi par les remarquables et aujourd'hui classiques travaux de Mme Hertha Ayrton [2], c'est que la loi de variation de la tension entre les électrodes en fonction de la longueur de l'arc, à intensité de courant constante, est linéaire dans les limites d'emploi [3]. Or il résulte des courbes (fig. 7)

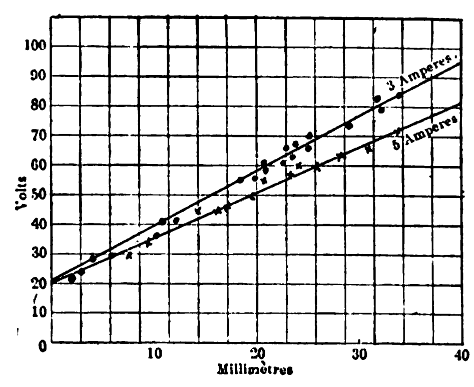


Fig. 7. — Caractéristiques à intensité constante en fonction d'écart pour des arcs de 3 et 5 ampères, avec électrode contenant 50 °/₀ de spath.

analogues relevées sur des charbons de 60 millimètres contenant 50 °/₀ environ de matières minérales avec des intensités de courant de 3 à 5 ampères, que la tension varie bien sensiblement aussi suivant une loi linéaire.

Un second caractère des charbons homogènes que j'ai établi en 1892 [1] et qui, du reste, ainsi que je l'ai constaté depuis, leur est commun avec les métaux purs, c'est qu'ils donnent, avec des courants alternatifs, un arc de nature disruptive, c'est-à-dire présentant des rallumages brusques par surélévation de tension à chaque alternance, particulièrement mise en évidence quand le circuit d'alimentation est non inductif. J'ai donc été conduit à rechercher au moyen de l'oscillographe comme dans mes précédents travaux sur l'arc alternatif [2], les courbes périodiques de l'arc jaillissant entre charbons minéralisés. Les figures 8 et 9 représentent les tracés ainsi obtenus avec des courants de 8 à 9 ampères sur des charbons semblables aux précédents, mais de 9 millimètres de diamètre. La figure 8 est obtenue sur circuit non inductif et la figure 9 avec une self-induction considérable en circuit. On constate que ces tracés ont précisément les formes-types obtenues sur charbons homogènes, tandis que les charbons à mèche ordinaires donnent des courbes arrondies et sans extinction de courant prolongée.

Les vapeurs minérales calciques de l'arc incandescent présentent donc des propriétés analogues à celles du charbon et différentes de celles des vapeurs des sels alcalins.

Ces propriétés sont celles des arcs entre métaux purs et s'expliquent, je crois, par la cessation brusque de la conductibilité de transport des ions au moment d'une extinction et l'impossibilité de produire le rallumage, sans surélever beaucoup la tension jusqu'à production d'une

(1) *Éclairage Électrique*, tome L, 16 mars 1907, p. 372.
(2) H. Ayrton. « The Electric Arc ». London, 1902.
(3) En réalité la courbe n'est droite qu'aux environs de l'origine et jusqu'à 10 millimètres environ d'écart.

(1) Société Française de Physique, avril 1892 ; Congrès des Électriciens de Chicago 1893 ; et surtout : « Nouvelles recherches sur l'arc alternatif » dans *la Lumière Électrique*, sept. 1893
(2) *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences*, décembre 1898 et mars 1899.

ionisation qui se propage comme une décharge à partir du pôle négatif. C'est ainsi que j'ai expliqué (¹) la curieuse dissymétrie des arcs entre mène du zéro prolongé est surtout net aux faibles écarts, cas de la figure 8 parce que des écarts faibles ne permettent pas l'ionisation d'autres gaz

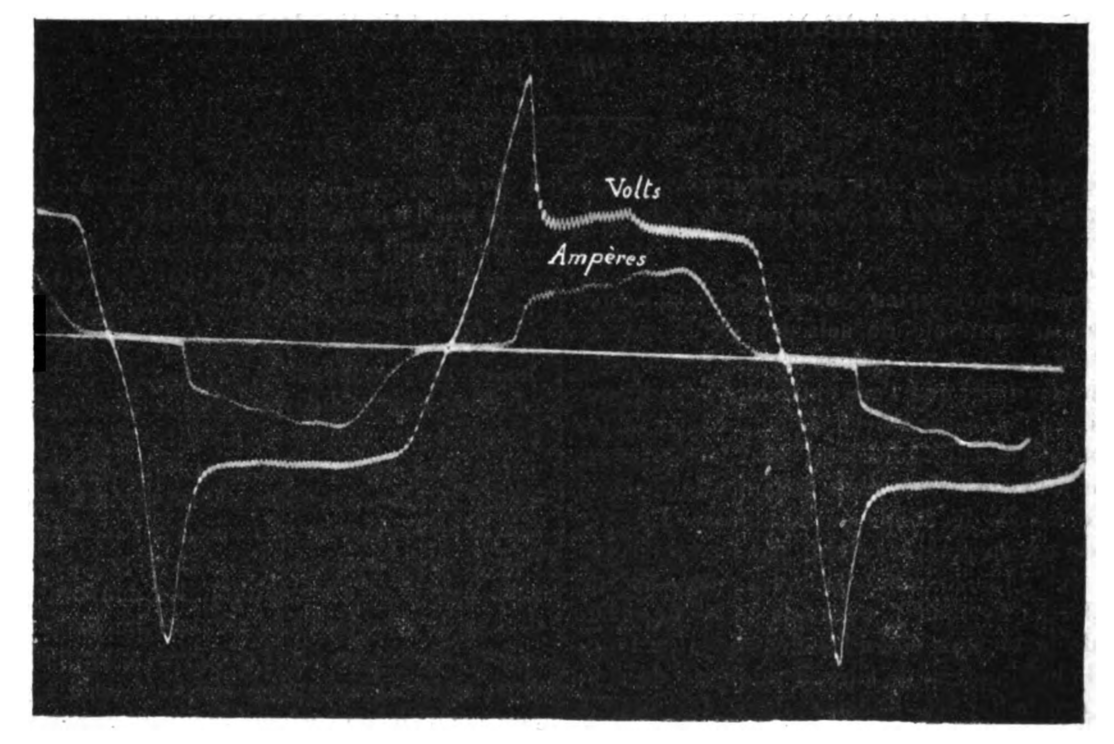


Fig. 8.

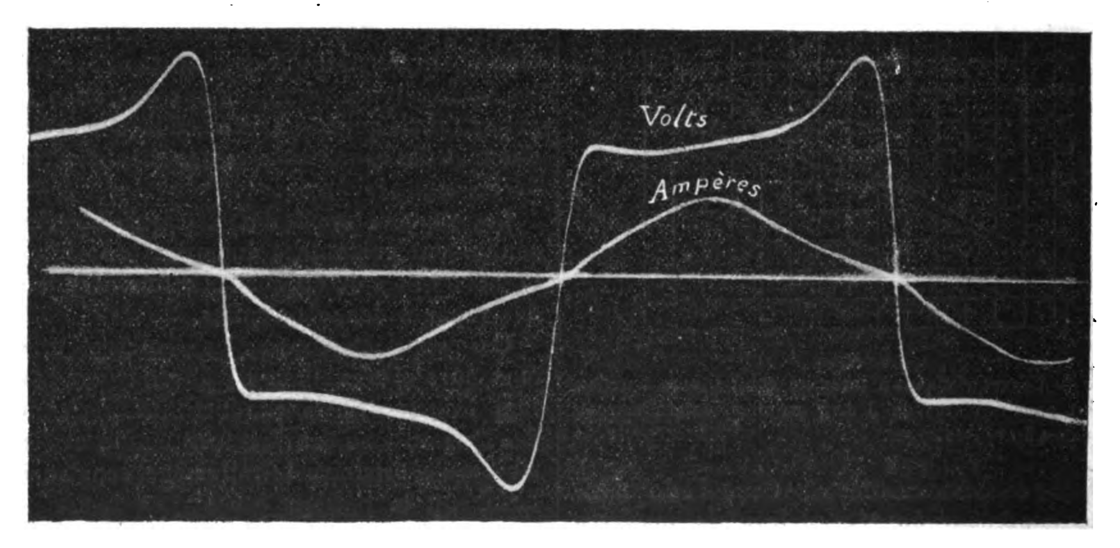


Fig. 9.

métaux et charbon. D'autre part, j'ai constaté qu'avec des charbons homogènes purs le phénomène du zéro prolongé est surtout net aux faibles écarts... entre les électrodes. On peut, je crois, en conclure que ce phénomène est celui qui caractérise la conductibilité purement ionique des vapeurs pures opposées. Si l'arc alternatif entre charbons

(¹) *Revue Générale des Sciences*, 30 juillet 1901.

à mèche du commerce présente au contraire des courbes arrondies et se comporte, pour ainsi dire, comme une pure résistance morte [1], c'est tout simplement parce que la conductibilité est entretenue artificiellement par l'addition de sels de soude ou de potasse dans les mèches ; l'arc alternatif entre électrodes en charbon pur et hors la présence des gaz étrangers donne des phénomènes discontinus exactement du même ordre que ceux qu'on observe avec l'arc au mercure ou, plus généralement, entre métaux quelconques dans le vide (car le mercure n'est pas exceptionnel à ce point de vue).

En passant, je désire faire encore une remarque sur la courbe de la figure 8 relative aux courants alternatifs. Elle présente une très forte pointe à chaque rallumage tandis que l'intensité reste sensiblement nulle. Il en résulte une réduction très grande du facteur de puissance (et non pas du déphasage comme on le dit souvent à tort). En outre, la forme de la courbe de tension est telle que le courant produit dans la bobine en dérivation d'une lampe est plus petit qu'avec une forme sinusoïdale ordinaire correspondant à la même tension moyenne efficace. Enfin, pour le même motif, les longueurs d'arc se trouvent réduites comparativement à celles des arcs ordinaires. Le même effet se produit, du reste, quand on veut alimenter un arc minéralisé incandescent par les courants redressés, fort peu continus, produits au moyen d'une soupape électrolytique Pollak ou Nodon ; le fonctionnement obtenu n'a plus aucun rapport avec celui que donne un courant réellement continu.

Considérations théoriques sur la disposition des électrodes.

Une des questions les plus importantes que soulève l'emploi des substances minérales dans les électrodes est de savoir quel rôle elles jouent dans la production de l'arc et dans quelle électrode on doit les introduire de préférence. L'intérêt de cette question est encore augmenté par le fait que des solutions très différentes, sinon même opposées, sont préconisées par divers inventeurs. Steinmetz, s'inspirant des phénomènes de l'arc au mercure [2], recommande de minéraliser la cathode; Wedding a conseillé de minéraliser les deux électrodes [1] et c'est ainsi que plusieurs constructeurs en Allemagne emploient des charbons à flamme pareils pour les deux électrodes ; pour ma part, je préfère mettre tout ou la plus grande partie des substances minérales dans l'anode. Comme on va le voir, chacune de ces dispositions peut trouver des justifications théoriques, et c'est à l'expérience surtout de décider laquelle est la meilleure.

D'après les idées actuelles sur les électrons, il est vraisemblable que l'arc est dû au transport des ions. Pendant longtemps on n'a remarqué que le transport des ions positifs de l'anode à la cathode, parce que ces ions atomiques ont une masse plus grande que les électronions négatifs ; ils sont donc plus visibles et l'excès de leur masse donne lieu dans l'arc entre charbons à un transport apparent de matière du pôle positif vers le négatif. J'ai mesuré autrefois la vitesse de ce transport et montré qu'elle est de l'ordre de grandeur de quelques centaines de mètres à la seconde [2]; plus récemment M. Child [3] a montré par la même méthode que la cathode donne lieu à l'émission d'une lueur présentant une vitesse de propagation plus grande et qui peut être attribuée aux électrons jaillissant de la cathode avant l'établissement du courant des ions anodiques ; comme on l'a vu plus haut, il y a là une sorte de décharge initiale analogue à une décharge disruptive et qui m'a permis d'expliquer la dissymétrie de l'arc entre métal et charbon : une électrode métallique ayant une vitesse de refroidissement plus grande que celle d'une électrode en charbon, l'ionisation initiale de la cathode ne peut en effet se produire si on n'applique une tension assez élevée pour produire une décharge disruptive suffisante pour la vaporiser en un point.

Ces phénomènes d'ionisation initiale nécessaire de la cathode sont encore plus facilement observés dans l'arc au mercure et ont été ainsi étudiés plus complètement par Cooper-Hewitt [4], Weintraub [5], etc.

Une fois lancés, les électrons négatifs viennent

(1) *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences*, décembre 1899.

(2) *Electrical World and Engineer*, 1904, loc. cit.

(1) *Elektrotechnische Zeitschrift*, loc. cit., 1902, H. 32.

(2) A. Blondel. « Recherches sur l'arc électrique » (3e article). *Lumière Électrique*, déc. 1891.

(3) Child. *Physical Review*, 1900, n° 10, p. 151.

(4) *Electrical World and Engineer*, 1902.

(5) *Philosophical Magazine*, 1902.

se décharger contre la surface de l'anode et l'échauffent par leurs chocs répétés ; si la température qu'elle atteint est inférieure au point de volatilisation de la substance qui la constitue, l'anode ne joue qu'un rôle passif, mis en évidence par une faible perte de tension au point de contact ; c'est le cas de l'anode en fer des lampes Cooper-Hewitt, avec perte de 2,5 volts au lieu de 5 à la cathode. Au contraire, si l'anode atteint son point de volatilisation, comme c'est le cas de l'arc entre deux charbons ou entre deux mercures, elle se vaporise à son tour en émettant des ions positifs. La masse de ceux-ci étant bien plus grande que celle des électrons, le travail dépensé à la surface doit être plus grand ; la chute de potentiel à l'anode et la température, doivent être plus grandes qu'à la cathode, et la surface de volatilisation elle-même est plus grande en général.

Cette circonstance, jointe au fait que l'arc entre charbons est court et que les vapeurs de carbone ont un très faible pouvoir émissif, produit le même résultat que dans l'arc ordinaire entre charbons : presque toute la lumière provient du cratère de l'électrode positive. Au contraire, le faible éclat lumineux (par suite la très faible température) des électrodes en mercure, le pouvoir émissif élevé de la vapeur de mercure et la grande longueur de l'arc que peut produire dans le vide la volatilisation de la cathode seule, font que, dans l'arc au mercure, le rôle essentiel, au point de vue de la lumière, appartient à la colonne gazeuse et qu'une anode en mercure est inutile ; pratiquement elle est même gênante parce qu'elle émet trop de vapeurs de mercure et produit dans le tube une pression élevée qui augmente la résistance. Cette augmentation, constatée d'abord par Cooper-Hewitt, peut s'expliquer, comme l'a suggeré Weintraub, par le fait que les molécules de la vapeur inerte gênent le passage des molécules ionisées lancées à grande vitesse ; on réduit la quantité de la vapeur inerte par l'emploi d'une anode non volatilisable, telle que le fer, et d'une chambre de condensation dans laquelle se condense la vapeur non ionisée.

Les électrons provenant de la cathode et dont la masse ne constitue qu'une très faible partie de la masse de la vapeur produite, viennent se décharger au contact de l'anode en libérant les masses très petites de matière qui leur servaient de support et qui se condensent alors : c'est ce qu'admet par exemple M. Weintraub (1).

On est donc porté à admettre que dans l'arc électrique, contrairement aux idées reçues autrefois, c'est la cathode qui joue le rôle principal ; Stark (2) en a même conclu que la volatilisation de la cathode est une condition *essentielle* de la persistance d'un arc, et que les vapeurs minérales d'un arc proviennent exclusivement de la cathode ; qu'on pourrait d'après cela réaliser un arc entre cathode volatile et anode fixe inerte, mais non pas inversement entre anode volatile et cathode inerte. Il y a là, je crois, une confusion entre l'allumage et l'état permanent ; car j'ai constaté qu'on peut parfaitement maintenir un arc (une fois qu'il a été allumé par contact) entre un charbon minéralisé formant anode et une cathode massive en cuivre, qui ne semble pas se volatiliser à la température assez basse de l'arc et sur laquelle, du reste, on voit les vapeurs se condenser en gouttes ; les photographies d'arc avec cathode en charbon purqu'on verra plus loin, semblent aussi souvent indiquer qu'il n'y a pas non plus nécessairement volatilisation à la cathode, mais souvent ionisation par contact des vapeurs provenant de l'anode.

Günther-Schulze a d'ailleurs récemment montré (3) que la chute du potentiel à la surface d'une cathode en charbon placée au-dessus d'une anode métallique est la même que celle d'une cathode métallique, si elle est plongée dans les vapeurs de l'anode, ou que celle du charbon pur si elle est plus éloignée de l'anode. Quoi qu'il en soit, la solution préconisée par

(1) En réalité, on ne peut l'affirmer, car nos connaissances sont imparfaites en ce qui concerne l'ionisation d'une électrode non volatilisable : je crois cependant qu'une partie des atomes de vapeur libre s'ionise positivement au contact de l'anode, et que les ions positifs ainsi formés sont renvoyés à leur tour vers la cathode aussi bien que les ions produits par volatilisation d'une anode de mercure : cette ionisation partielle de la vapeur au contact de l'anode de fer n'est pas démontrée cependant par la chute de potentiel de 2,5 watts constatée à l'anode de fer (au lieu de 8 watts à une anode de mercure) ; car le travail ainsi perdu ne suffirait pas pour l'ionisation à l'anode ; il peut correspondre simplement à l'effet du choc des électrons sur l'anode, la chaleur dégagée étant dissipée par conductibilité et rayonnement de l'anode.

(2) Stark. Kenntniss des Lichtbogens. *Annalen der Physik*, n° 12, 1903.

(3) Gunther-Schulze. Spannungsverlust in Elektrischen Lichtbogen. *Annalen der Physik*, n° 12, 1903.

M. Steinmetz(¹) repose sur les principes suivants :

1° C'est la cathode qui doit être formée de substances minérales à l'exclusion de l'anode : il emploie la magnétite en bâtons agglomérés qui s'use très peu et donne, dit-il, une belle lumière blanche ;

2° Toute vaporisation de l'anode est inutile, contrairement aux idées reçues par les auteurs européens de lampes à arc minéralisé, et doit par conséquent être évitée par l'emploi comme anode d'un bloc de cuivre, capable de dissiper la chaleur et de conserver ainsi une basse température.

Cette combinaison très ingénieuse et élégante serait avantageuse pratiquement au point de vue de la simplicité et de la durée puisque, comme je l'ai rappelé plus haut, une cathode s'use beaucoup moins vite qu'une anode, par suite de la plus faible masse de matière nécessaire au transport des électrons et de la plus basse température. Mais, dans ce cas, comme pour les arcs jaillissant à l'air libre entre charbons, cette faible consommation d'électrodes semble être acquise seulement au prix d'une réduction du rendement, car celui-ci est beaucoup inférieur, comme on le verra plus loin par les chiffres d'expériences, à ceux obtenus au moyen d'arcs alimentés par une anode minéralisée (voir les chiffres du tableau II).

Des idées assez différentes ont guidé la réalisation de ma lampe, elles résultent d'observations faites sur les charbons minéralisés par des méthodes variées : photographie, photométrie, et tracé des courbes de régime électrique qui seront indiquées ci-dessous.

L'expérience de l'arc au mercure montre, il est vrai, que la volatilisation de la cathode et *à fortiori* de l'anode d'un arc, produit en général beaucoup plus de vapeur qu'il n'en faut pour le transport des électrons, mais elle n'établit pas que cette vapeur soit inutile, si on sait la porter à haute température pour lui faire émettre de la lumière. Or, la température d'une anode volatilisable est plus élevée que celle d'une cathode de même composition, et devra donc porter les vapeurs minérales qui s'en échappent à un degré d'incandescence plus élevé que si, avec la même position, elle est cathode. L'expérience a complètement confirmé cette présomption, comme il résulte du tableau comparatif n° I.

Un même charbon minéralisé disposé en bas donne. .	comme cathode 0w,513 par bougie décimale.
	comme anode 0w,147 par bougie décimale.
Un même charbon minéralisé disposé en haut donne. .	comme cathode 0w,491 par bougie décimale.
	comme anode 0w,167 par bougie décimale.

Cela prouve qu'à *leur sortie* de l'anode les vapeurs minérales sont plus brillantes malgré leur plus grande abondance qu'à leur sortie de la cathode.

On le voit, du reste, facilement, en observant l'arc directement à travers un verre noir.

Une seconde condition qui influe sur la température *moyenne* des vapeurs dans le parcours de l'arc est la disposition des électrodes par rapport à l'arc. Si on place l'anode minéralisée au-dessus de la cathode, on constate que l'arc très brillant près de l'anode diminue très vite d'éclat en s'en éloignant parce que la plus grande partie des vapeurs minérales inertes, au lieu de suivre le trajet du courant, s'en séparent et s'élèvent autour de l'anode, sous l'influence du courant ascendant des gaz chauds, et perdent leur éclat. Au contraire, si, contrairement à l'usage, on place l'anode en bas, les vapeurs inertes s'élèvent naturellement sur le même parcours que l'arc et profitent de la chaleur dégagée dans celui-ci pour rester brillantes et éclairantes sur tout le parcours de l'arc. C'est un vrai phénomène d'incandescence des substances minérales par chauffage au moyen de l'arc électrique. (Je reviendrai tout à l'heure sur les particularités de ce phénomène en fonction de la quantité des substances minérales.)

Ces différences entre les deux dispositions se constatent aisément par l'observation directe et peuvent être appréciées nettement sur les photographies, notamment les figures 4 et 5 jointes à ce mémoire ; pour éliminer dans celles-ci l'effet actinique de l'arc obscur qui masque en partie le phénomène lumineux proprement dit, une partie des clichés ont été exécutés avec interposition d'un écran jaune qui arrêtait la partie la plus réfrangible du spectre. Les figures 4 et 5 qui se rapportent à un arc de 5 ampères avec anode en haut puis en bas, ont été aussi exécutées avec un verre jaune foncé ; la figure 3,

(¹) P. Steinmetz. The magnetite arc lamp. *Electrical World and Engineer*, 21 mars 1904.

au contraire, avec un verre bleu qui est impressionné par les rayons complémentaires.

La disposition d'une anode minéralisée fortement au-dessous d'une cathode pure, utilisée pour la première fois dans ma lampe, produit un accroissement de l'éclat *moyen* de l'arc, naturellement d'autant plus grand que l'arc est plus allongé : peu sensible avec des arcs très courts, l'accroissement de rendement devient important pour les arcs longs obtenus sous des tensions voisines de 50 volts, malgré une légère augmentation de la perte proportionnelle par réflexion des rayons sur le réflecteur qui entoure l'arc et les renvoie vers le bas (1). Les expériences photométriques exécutées avec les charbons industriels de la Société Auer (d'après mes procédés) et résumées dans le tableau n° I mettent ce phénomène nettement en évidence, car avec les mêmes charbons, dont une anode minéralisée et une cathode pure, on obtient, suivant la disposition, les efficacités lumineuses ci-dessous : (la première colonne avec une anode minérale, la seconde deux électrodes minéralisées, la troisième avec la cathode seule minéralisée).

Avec anode en bas.	0w,147 par boug. décim.	0w,125	0w,191
— haut.	0 ,167 —	0 ,143	0 ,513

D'autre part les courbes de la figure 10, qui représentent les valeurs du flux lumineux (mesuré directement au lumenmètre) en fonction du voltage variable sous l'intensité constante de 5 ampères, avec des charbons d'expérience contenant 50 °/₀ de fluorure de calcium, montrent comment la supériorité de l'anode inférieure (courbe B) sur l'anode supérieure (courbe A) se produit et s'accentue progressivement au delà de 40 volts Cette supériorité s'étend audessous de 40 volts avec les charbons industriels contenant des borates et autres additions en plus du spath.

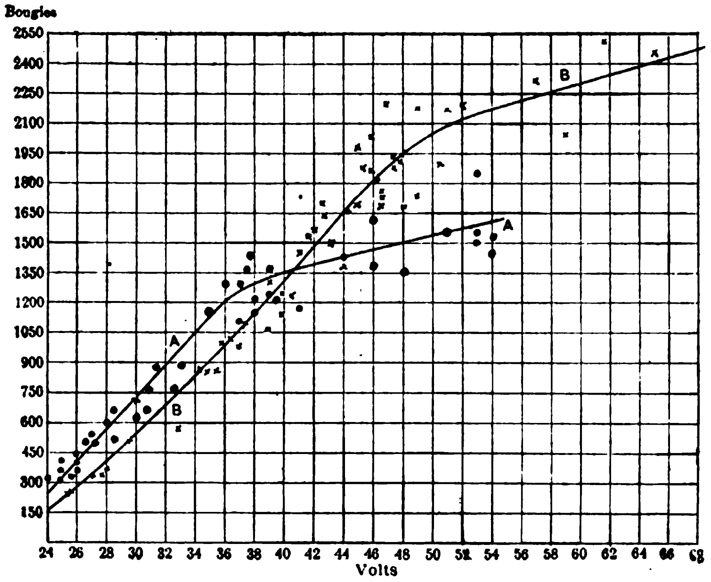


Fig. 10.

Le même tableau I fait aussi ressortir l'accroissement de lumière qu'on peut encore réaliser en minéralisant la cathode elle-même, mais montre qu'il est faible proportionnellement à la lumière déjà gagnée par minéralisation de l'anode. Des difficultés d'ordre pratique, résultant des scories qui se forment alors sur l'électrode supérieur, gênent d'ailleurs pour réaliser pratiquement cette minéralisation supplémentaire, comme on le verra plus loin, à moins de réduire le degré de minéralisation des deux électrodes et, par suite, le rendement.

Les phénomènes de l'anode et de la cathode sont également mis en évidence par les photographies d'arc horizontal jaillissant entre charbons horizontaux (fig. 6). On voit que les vapeurs, produites à l'anode pour la plus grande partie, s'élèvent vers le haut aussitôt qu'elles ont quitté l'anode et que celles qui restent dans l'arc diminuent d'éclat et ne redeviennent brillantes qu'au voisinage de la cathode ; même quand celle-ci n'est pas minéralisée, un panache, en un point de sa surface, signale un afflux cathodique ou un jaillissement des électrons au sein de la masse gazeuse. Si la cathode est aussi minéralisée et qu'on écarte suffisamment les électrodes l'une de l'autre pour mettre le phénomène en évidence, on voit le panache cathodique

(1) L'emploi d'une *chambre* de combustion *étroite* autour de l'arc, préconisé souvent, notamment par M. Bremer, peut contribuer à accroître la température, mais j'ai constaté que l'absorption de lumière produite par les vapeurs ainsi retenues autour de l'arc, diminue beaucoup plus le rendement.



prendre une forme analogue à celle du panache anodique ; tous deux forment deux flammes à base étroite qui jaillissent normalement aux charbons et qui s'élèvent indépendamment en s'épanouissant vers le haut jusqu'à ce qu'elles se rencontrent ; souvent elles tournoient en sens opposés et il arrive qu'elles ne se rencontrent plus, alors l'arc s'éteint. Les mêmes apparences de flammes indépendantes se présentent lorsqu'on allonge l'arc verticalement entre deux charbons minéralisés placés l'un au-dessus de l'autre et surtout lorsque les charbons contiennent des sels de potasse ou d'autres sels qui favorisent la formation des longues flammes. Ces phénomènes peuvent s'expliquer, je crois, en supposant que :

1° Les ions et les électrons sont projetés à travers des vapeurs inertes respectivement de chaque électrode sur l'électrode opposée ; une partie d'entre eux se combinent à la rencontre des deux courants, les autres, en plus grand nombre, achèvent leur parcours et vont se décharger contre les électrodes opposées.

2° A la surface des deux électrodes, les vapeurs minérales peuvent s'ioniser, soit par vaporisation de l'électrode, soit par simple contact, au moins pour l'anode quand elle est en charbon pur ou en métal.

TABLEAU I

Comparaison des rendements lumineux obtenus avec différentes dispositions de charbons minéralisés (M) ou purs à mèche ordinaire (P).

POLARITÉ, DIAMÈTRE ET NATURE DES CHARBONS (P = pur, M = minéralisé).		RÉGIME ÉLECTRIQUE moyen.		PUISSANCE ÉLECTRIQUE	INTENSITÉ LUMINEUSE moyenne sphérique.	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE
Inférieur.	Supérieur.	Amp.	Volts.	Watts.	Bougies déci-males (1).	Watts par bougie décimale.
+ 9 mm. (M)	− 7 mm (P)	3,03	44,4	134,5	914,6	0,147
− 7 — (P)	+ 9 — (M)	3,09	43,0	132,9	792,9	0,167
− 9 — (M)	+ 7 — (P)	3,14	40,1	122,8	239,4	0,513
− 9 — (M)	+ 9 — (M)	3,05	42,7	130,2	908,0	0,143
+ 9 — (M)	− 9 — (M)	3,11	44,0	136,8	1 090,8	0,125
+ 7 — (P)	− 9 — (M)	2,93	46,0	135,0	273,0	0,491

(1) L'unité hefner n'est que 0,88 de la bougie décimale française.
Ces essais ont été faits avec une qualité de charbon minéralisé plus ancienne et plus minéralisée que celle fabriquée actuellement par la société Aüer.

Dans la lampe Bremer la disposition spéciale des électrodes concourantes vers le bas, qui a été adoptée par son auteur pour permettre l'écoulement des gouttes de scories sans gêner l'arc, n'est pas aussi favorable, au point de vue de l'utilisation des vapeurs, que celle de ma lampe, avec anode en bas ; mais elle permet cependant à l'arc, incurvé par l'aimant, de suivre partiellement les vapeurs qui s'élèvent de l'anode ; son plus grand défaut, à ce point de vue, c'est que, pour maintenir l'arc dirigé vers le bas il faut le souffler par un champ magnétique qui n'agit pas sur les vapeurs inertes et étale en éventail les vapeurs ionisées ; il en résulte une augmentation de surface de l'air qui, loin d'être favorable au rendement, réduit forcément la température des substances éclairantes, et, par conséquent, le flux lumineux produit.

La maison Siemens frères a fait à ce sujet des expériences tout à fait probantes, en donnant au champ magnétique déflecteur des intensités variées, et en réglant chaque fois l'écart de façon à dépenser dans l'arc une puissance constante, de 400 à 500 watts (45 volts × 9 ampères) ; tandis que les ampère-tours de l'électro variaient de 0 à 396, la surface de l'arc en éventail augmentait graduellement de 225 à 369 centimètres carrés, son éclat intrinsèque baissait graduellement de 9,62 à 3,35 hefner par millimètre carré, et la consommation spécifique montait de 6,187 à 0,328 watts par hefner, chiffres bien inférieurs, malgré la consommation plus élevée, à ceux de ma lampe rapportés plus haut.

J'ai constaté aussi des variations analogues avec un arc minéralisé vertical soufflé ou mis en rotation par un champ magnétique. L'emploi d'aimants souffleurs est donc nuisible et on doit au contraire chercher à concentrer l'arc le plus possible, notamment en augmentant le degré de minéralisation comme on va le voir.

Influence de la constitution et du degré de minéralisation des électrodes.

Il est fort important d'élucider l'influence du degré de minéralisation des électrodes, non seulement pour réaliser le rendement lumineux maximum pour une consommation et une durée données, mais encore pour savoir s'il convient d'incorporer les substances minérales dans la pâte même du corps principal du charbon, — comme dans les électrodes de Bremer et de

l'auteur [1], — ou dans des âmes de petits diamètres ménagées dans un corps de pâte pure. Le premier procédé permet d'introduire dans l'arc des quantités relatives de subtances minérales aussi considérables qu'on le désire, jusqu'à 60 ou 70 %, et l'on est arrêté seulement par la fragilité trop grande qui en résulte pour les charbons, et (pour les charbons du type Bremer seulement) par la production excessive de scories minérales ; au contraire il est facile de voir que le second procédé ne permet d'introduire que des quantités de substances minérales faibles, étant donné que le faible diamètre de la mèche, dans les charbons dits à flamme, tels que ceux de Siemens et de Conradty (2 à 3 millimètres pour des charbons de 9 à 10 millimètres), n'est qu'une faible fraction du diamètre total. En admettant au maximum qu'il soit le tiers de celui du charbon [2], la masse de la mèche n'est guère que le $\frac{1}{10}$ de la masse totale, parce que sa densité est généralement plus faible à cause de son état pulvérulent. Comme on ne peut guère mettre dans la mèche plus de 60 à 75 % de substance minérale, celle-ci n'entre dans la masse du charbon que pour une proportion inférieure à 8 %, exceptionnellement 10 %, si l'on force le diamètre de la mèche. Si l'on tient compte, en outre, qu'une partie du charbon de l'enveloppe est brûlée au lieu de servir à la formation de l'arc, on doit donc admettre que l'arc ne peut guère contenir plus de 15 % de substance minérale par rapport à la vapeur de charbon.

La proportion est limitée à un chiffre encore plus faible par la scorification si l'on emploie dans les lampes ordinaires à électrodes verticales des charbons minéralisés dans toute la masse. En effet, d'après les résultats du Pr Wedding [3], la scorification devient gênante dans ces lampes dès que les charbons contiennent plus de 7 % de fluorure de calcium dans les deux charbons à la fois ou 14 % dans le charbon positif seul. C'est pour ce motif que M. Bremer ayant constaté, avec une sagacité qu'il faut louer, l'utilité d'une plus forte minéralisation, a renoncé à la disposition ordinaire des charbons pour adopter la disposition convergente ; mais les autres expérimentateurs allemands ne semblent pas admettre cette utilité.

D'après les recherches du Pr Wedding [1] le rendement ne croîtrait plus suffisamment au delà d'une minéralisation dépassant 15 % dans la lampe Bremer, ou 7 % dans les lampes à charbon placés l'un au-dessus de l'autre, pour compenser les inconvénients de l'augmentation des scories et des fumées. Les fabricants en ont donc conclu qu'il suffit d'introduire cette quantité de matières minérales à la façon ordinaire dans une âme et éviter ainsi la formation des scories; certains spécialistes [2] prétendent même qu'il est nuisible pour le rendement de dépasser une proportion de 15 à 20 %, car la vaporisation risque d'abaisser la température des charbons et par suite le degré d'incandescence; cette idée provient de ce qu'ils ne connaissaient que des arcs dans lesquels les parties incandescentes des charbons ont le rôle principal dans la production de la lumière (65 % d'après Vogel, 75 % d'après Wedding) mais, en réalité, malgré cette manière de voir, l'influence croissante de l'arc avec la minéralisation est établie par l'expérience, ainsi qu'il résulte du tableau II, dans lequel on voit que les charbons fortement minéralisés de Bremer et de l'auteur donnent des rendements spécifiques presque triples de ceux des lampes à flamme de « Siemens et Halske » ou de l'« Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft ». Cette différence provient, comme on peut s'en rendre compte par l'observation directe ou par les photographies ci-jointes, de ce que la base de l'arc très minéralisé sur l'anode est bien plus rétrécie que celle des charbons à mèche, ou peu minéralisés ; par suite, elle prend un éclat beaucoup plus vif. D'ailleurs, les charbons à flamme présentent un défaut de principe évident : la mèche n'occupant qu'une faible partie de la section du charbon, il faut, pour que celui-ci s'use uniformément et que la mèche ne se vide pas, réa-

(1) Mes charbons se comportent en brûlant comme ceux de Bremer au point de vue de la minéralisation, car les enveloppes en charbon pur sont calculées de manière à brûler un peu plus court que le corps minéralisé et l'arc jaillit donc sur celui-ci seul, comme s'il n'y avait pas d'enveloppe, ce qui les distingue des charbons à âmes.

(2) La mèche est par définition un trou de diamètre inférieur au demi-diamètre ; au-dessus de cette valeur on tombe dans les charbons à enveloppe, parce que le centre prédomine sur le pourtour.

(3) *Elektrotechnische Zeitschrift. Loc. cit.*

(1) *Loc. cit.*

(2) Otto Vogel. « Intensiv Bogenlicht ». *Zeitschrift für Beleuchstungswesen*, 30 mai 1903.



liser de fortes densités de courant; celles-ci entraînent d'une part une usure rapide (par exemple, une lampe de 8 ampères, 40 volts, présente une usure de 15 à 17 millimètres par heure avec les charbons ordinaires, 27,5 avec les charbons à flamme à mèche minéralisée), d'autre part un élargissement du cratère autour de la mèche tel que l'arc à flamme ainsi produit n'est simplement qu'un arc entre charbons purs dans lequel on introduit centralement une petite quantité de substances minérales; celles-ci suffisent pour fournir dans l'arc des vapeurs ionisées transportant le courant et produire un arc très long, mais non pour le concentrer et le rendre très brillant.

TABLEAU II

Intensité lumineuse et consommation sous 110 volts.

TYPE DE LAMPE	AMPÈRES	VOLTS	WATTS		INTENSITÉ MOYENNE hémisphérique.	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE		USURE HORAIRE de l'électrode minéralisée.
			UTILES	TOTAUX		absolue.	pratique sous 110 volts.	
I. Courants continus.								mm.
Lampe ordinaire à charbons purs [1].	9	40	360	495	700	0,514	0,717	16 à 17
Lampe ordinaire à charbons purs (par 3) [1].	9	35	315	330	540	0,583	0,612	—
Lampe à flamme à charbons verticaux [1].	9	40	360	495	910	0,396	0,543	27,5
Lampe à flamme à charbons convergents [1].	9	45	405	495	2 000	0,202	0,297	34 à 42,5
Lampes enfermées américaines [4].	6,8	70	476	768	329	1,45	2,334	1,5 à 2
Lampe enfermée Steinmetz.	3,5	91	320	385	400 (?)	0,800	0,962	1 à 2
Lampe Bremer (9 ampères) [2].	9	48	412	500	4 814	0,131	0,104	35 à 45
Lampe Blondel (9 ampères) [7].	9,1	43	391,3	505	4 800	0,081	0,105	»
— (5 —) [3].	5,12	51,6	241,2	282	2 210	0,109	0,127	16 à 17
— (3 —) [3].	2,99	57,4	171,5	165	1 339	0,128	0,123	—
— par 3 en série (5 ampères) [7].	5	30	150	180	125	0,120	0,144	15 à 16
Lampe Blondel enfermée (3 ampères).	3	60	180	330	700	0,257	0,471	3 à 5
— — par 2 en série.	3	45	135	165	500	0,270	0,330	3 à 5
II. Courants alternatifs.								
Lampe ordinaire à charbons non minéralisés.	9	30	270	330	350	0,772	0,94	15 à 16
Lampe ordinaire à charbons purs à mèche [6].	15	35	480	555	470	1,02	1,18	15 à 16
Lampe à flamme à charbons verticaux.	9	30	270	330	700	0,386	0,47	30
Lampe à flamme à charbons convergents.	9	45	405	495	2 000	0,202	0,247	35 à 45
Lampe enfermée [4].	6,6	70	482	726	314	1,535	2,312	1 à 2
Lampe Bremer [5].	9	48	»	»	»	0,131	0,143	35 à 45
Lampe Blondel [6].	10	35	255 *réels*	370	1 890	0,135	0,174	15 à 16
— (par 3) [7].	5	27	135	185	»	0,225	0,308	15 à 16

(1) D'après la conférence de M. Zeidler, ingénieur de l'Allgemeine Electricitäts Gesellschaft, devant l'*Electrotechnischer Verein*, de Berlin, 23 décembre 1902.

(2) D'après M. Biegon von Czudnochowski, *Vertrag der Deutschen Physikalischen Gesellschaft*, 1903, n° 7. — Ces chiffres se rapportent à des diamètres de charbons pratiques au lieu des diamètres 8 et 7 millimètres des lampes essayées par M. Wedding dont l'usure était excessive en comparaison des autres lampes.

(3) D'après les essais du Pr Wedding.

(4) D'après M. Mathews, second rapport, p. 30 à 32 et 3e rapport, p. 17. Ces chiffres sont plus avantageux que tous ceux des expérimentateurs européens.

(5) Chiffres hypothétiques supposés d'après la comparaison faite par Wedding (loc. cit.) qui trouve même rendement pour les 2 espèces de courant.

(6) Essais du Laboratoire Central d'Electricité de Paris.

(7) Essais du Laboratoire de la Société Auër de Paris.

En effet, il résulte des recherches que j'ai poursuivies depuis plusieurs années à ce sujet, que la quantité de vapeur ionisée n'est qu'une très faible partie des vapeurs totales dans l'arc, ainsi que je l'ai fait voir plus haut par la séparation des vapeurs neutres ascendantes. L'influence de la minéralisation sur la longueur de l'arc est encore mieux mise en évidence au moyen des courbes du voltage en fonction de la longueur, relevées entre les électrodes alimentées sous intensité de courant constante. En comparant les résultats obtenus sur une série d'échantillons formés de charbons mélangés avec des proportions croissantes de spath-fluor et résumés par les courbes de la figure 11 (qui sont des droites comme

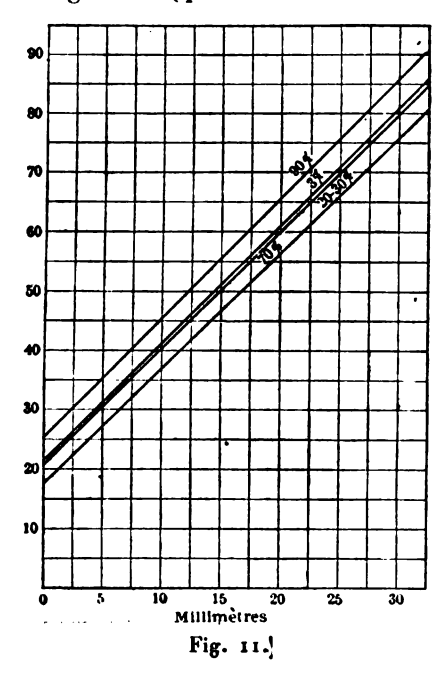


Fig. 11.

celles de Mme Ayrton relatives à l'arc entre charbons purs), on constate aisément que :

1° Ces droites ont des inclinaisons variables suivant la minéralisation, ce qui correspond à des conductibilités différentes de l'arc gazeux ;

2° Les ordonnées à l'origine, représentant les pertes en volts au passage des électrodes, sont différentes suivant la minéralisation. On voit ainsi que la conductibilité de l'arc croît très vite d'abord avec la minéralisation jusqu'à un maximum obtenu pour environ 20 à 30 % de spath, puis décroît ensuite lentement, conduisant à ce résultat, en apparence paradoxal, qu'une augmentation de substances conductrices diminue la conductibilité. Cela prouve en réalité que la conductibilité est purement liée au transport des ions ; les ions des vapeurs minérales étant plus volatils que ceux du charbon, se volatilisent bien avant lui et exigent une plus faible dépense d'énergie pour l'ionisation à la surface des électrodes ; mais, une fois que la quantité de vapeur ionisée qui suffit pour porter tout le courant est atteinte, toute augmentation de minéralisation produit (comme dans l'arc au mercure) des vapeurs *inertes* dont les molécules gênent le libre parcours des ions. Les chocs multiples de ceux-ci se traduisent par une augmentation de résistance et de chaleur dans l'arc gazeux. Donc, à voltage égal aux bornes des charbons, on doit bien obtenir, conformément à l'expérience, un arc *plus court* et plus *brillant*.

La quantité de vapeurs émises par unité de surface augmentant, il en est de même du nombre des ions, et on comprend ainsi que la base de l'arc aille en se rétrécissant, nouvelle cause de concentration de l'éclat.

A la limite, c'est-à-dire s'il n'y avait plus de charbon dans les électrodes, mais du spath pur (condition que la fusion de celui-ci ne permet pas de réaliser pratiquement), on aurait une droite très inclinée analogue à celle relevée par Rasch (¹) (en courants alternatifs malheureusement) sur des électrodes formées d'oxydes métalliques.

Mais tandis que l'augmentation du rendement avec la minéralisation est de plus en plus lente, la perte d'énergie due à la résistance propre nuisible des électrodes, et la perte de lumière produite par l'occultation des électrodes, vont en augmentant, de même que les difficultés pratiques de l'allumage de l'arc et de l'élimination des scories et des fumées ; il ne semble donc pas favorable, pour le moment du moins, de dépasser 60 % comme degré de minéralisation (en particulier pour le spath fluor).

Quant au *carbone* des électrodes en charbon mélangé, il peut être considéré comme remplissant les fonctions suivantes dans ces électrodes :

1° Il donne à celles-ci la conductibilité à froid nécessaire (les substances minérales employées sont généralement isolantes à froid) pour amener le courant en chaque point de leur surface ; cette condition n'est pas réalisée avec des électrodes en

(¹) E. Rasch. Ein neues Verfahren für die Erzeugüng von elektrischen Licht. *E. T. Z.*, 1901, page 156.



oxydes purs, et on a essayé sans succès jusqu'ici d'ajouter des corps métalliques conducteurs autres que le carbone.

2° Il empêche la fusion des électrodes au voisinage des pointes, qui se produirait vite en l'absence du carbone, car les substances les plus avantageuses telles que le florure de calcium sont fusibles au-dessous de 1 000° et volatiles. Ces difficultés ont empêché jusqu'ici l'emploi des oxydes purs rendus conducteurs à froid par addition d'autres substances minérales.

(Si l'oxyde de fer a pu être utilisé par M. Steinmetz, c'est parce qu'il est conducteur par lui-même et a pu être renfermé dans un tube de fer qui s'oxyde peu à peu et joue le même rôle que l'enveloppe en charbon dans les charbons à deux zones).

3° Il peut concourir (dans le cas d'électrodes peu minéralisées) à la conductibilité de l'arc gazeux, en se volatilisant et s'ionisant à la surface des électrodes, en même temps que les substances minérales ; mais il est vraisemblable qu'avec des électrodes très minéralisées, comme je les emploie, le carbone se brûle peu à peu (sans se volatiliser) à la surface des électrodes en présence de l'oxygène, et que les substances minérales seules fournissent les vapeurs ionisées. En effet, d'une part, la distillation abondante de vapeurs provenant de substances minérales à point de vaporisation peu élevé ne permet pas à la surface des électrodes d'atteindre une température suffisante pour la volatilisation du carbone ; d'autre part, la surface paraît recouverte d'une couche de substances minérales fondues ; enfin la grande réduction constatée de la chute de potentiel correspondante au travail dépensé par la volatilisation (20 à 25 volts) tend à confirmer que les substances minérales sont presque seules volatilisées.

Peut-être cependant entraînent-elles *mécaniquement* avec elles des atomes de carbone qui emporteraient aussi des charges électriques. Ce point n'est pas encore élucidé et devra faire l'objet d'études ultérieures.

L'enveloppe de charbon ajoutée autour des électrodes n'intervient pas dans la production de l'arc et sert surtout à prévenir l'oxydation *latérale* du corps de charbon minéralisé, qui amène la scorification ; elle augmente aussi la durée des électrodes. Mais elle joue en outre un rôle important au point de vue de la conductibilité, car elle représente une section à peu près équivalente à celle du corps minéralisé qu'elle entoure et dont la résistance spécifique est considérable ; c'est donc l'enveloppe qui sert principalement à conduire le courant, et il est très nécessaire qu'elle soit en contact parfait avec le corps minéralisé sur toute sa longueur ; c'est pourquoi il est préférable de la comprimer autour de lui par la presse, en cours de fabrication et avant la cuisson, plutôt que de la rajouter après coup autour d'un charbon minéralisé ; car, dans ce dernier cas, non seulement le contact est très mauvais, mais pendant la cuisson ou en cours de combustion, des matières minérales fluent à la surface des corps minéralisés et forment une couche isolante entre lui et l'enveloppe.

Résultats obtenus.

Les lampes Bremer et celles à arc-flamme sont déjà très répandues ; celles imaginées par l'auteur n'ont commencé que depuis peu à être construites industriellement. Pour permettre de juger comparativement ces divers systèmes, j'ai réuni dans un tableau les principaux résultats que j'ai pu recueillir sur la consommation spécifique d'énergie et sur l'usure horaire des électrodes, en employant autant que possible les résultats d'autres expérimentateurs, afin de donner des chiffres aussi impartiaux que possible. L'intensité lumineuse de la lampe Steinmetz à courant continu est présumée 400 bougies par comparaison avec les arcs ordinaires, d'après les indications de MM. Willis Holmes [1]. J'ignore si M. Steinmetz a construit une lampe pour courants alternatifs.

On remarque tout de suite l'énorme supériorité de rendement sur toutes les autres, des lampes à arc minéralisé et particulièrement des lampes Bremer, à charbons convergents, et de l'auteur. Ces deux dernières lampes donnent sensiblement le même rendement en courant alternatif, sans doute parce que les charbons de M. Bremer dans ce cas sont un peu plus minéralisés. Au contraire, en courant continu, la lampe de l'auteur, à courant égal, présente un avantage. Toute diminution du courant réduit rapidement le rendement de l'arc ; de là provient le rendement moindre des lampes de l'auteur à faible ampérage ; pour le même courant de 3 ampères,

[1] *Electrical World and Engineer*, 26 mai 1904, page 1053.

la lampe Bremer donnerait un rendement plutôt moindre si elle pouvait fonctionner, mais jusqu'ici il n'existe pas de lampe Bremer de 3 ampères.

En dehors de cette question de rendement, il est intéressant de comparer les lampes de l'auteur avec les lampes à charbons convergents. Les premières présentent sur les secondes les avantages suivants :

1° Le mécanisme est plus simple et ne comporte pas de dispositif spécial d'allumage.

2° Les lampes à charbons convergents donnent une répartition de lumière très spéciale, avec concentration vers le bas qui peut être avantageuse pour l'éclairage des devantures de magasins, mais non pour l'éclairage public. Il suffit, pour s'en rendre compte, de comparer les résultats obtenus par le Pr Wedding avec les deux types de lampes et reproduits par les figures 12 et 13.

Fig. 12. — Répartition des rayons de la lampe de l'auteur.

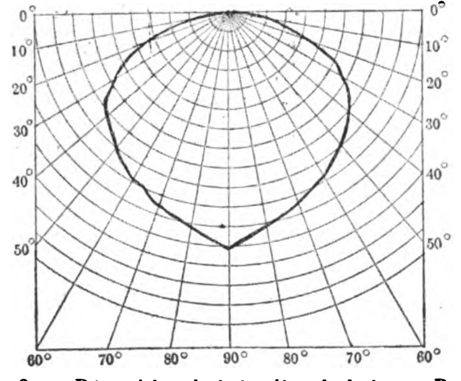


Fig. 13. — Répartition de la lumière de la lampe Bremer.

En outre, la lampe de l'auteur permet de renvoyer la lumière encore plus vers l'horizon, si on veut, en abaissant davantage le point lumineux au-dessous du réflecteur ; on peut régler à volonté cette hauteur, simplement en faisant varier le diamètre du charbon supérieur, car la réduction d'usure est d'autant plus grande, et par suite la marche possible avec un charbon supérieur d'autant plus mince que l'arc est plus près du réflecteur qui l'entoure.

Enfin les lampes à charbons convergents envoient plus de lumière dans le sens perpendiculaire au plan des charbons que dans le plan de ceux-ci ; au contraire, les charbons placés l'un au-dessus de l'autre donnent la même lumière tout autour d'eux.

3° La combustion des électrodes se fait plus rationnellement et avec moins de variations de teinte ou d'intensité lumineuse dans les lampes de l'auteur que dans les lampes à charbons convergents. En effet, l'arc se promène sur la surface de la pointe de l'électrode inférieure de façon à l'user partout (comme dans une lampe Marks), sans changer de longueur. Ce changement ferait varier la lumière en intensité et en teinte. Ce défaut est encore bien plus grave avec des « charbons à flamme » à mèche ; car si l'arc jaillit sur le charbon pur, la minéralisation de l'arc n'a plus lieu et l'arc ne donne plus de lumière ; ce fait se produit surtout quand le champ magnétique souffleur est excité en série, parce que le courant ayant diminué n'est plus assez fort pour souffler l'arc.

La disposition des charbons convergents est donc *vicieuse en principe*. Pour y remédier, M. Bremer et ses imitateurs sont forcés d'employer des charbons très minces, qui donnent lieu aux inconvénients suivants :

4° L'usure et la résistance électrique des charbons minéralisés dans les lampes à électrodes minces convergentes sont excessives. Comme l'indique le tableau, l'usure est double ou triple de celle des charbons ordinaires et cela force à employer soit des charbons longs de 300 à 500 millimètres (on en fait de plus longs), ou multiples ; soit des mécanismes doubles actionnant plusieurs paires de charbons indépendantes ; toutes solutions compliquant inutilement le problème. Au contraire, dans ma lampe, l'arc étant libre de se déplacer sur la surface de l'électrode, celle-ci se taille simplement plate, le diamètre peut être beaucoup augmenté, et l'usure ne dépasse pas celle d'une lampe à charbons ordinaires.



En même temps la résistance électrique par unité de longueur devient moindre. Les charbons minéralisés homogènes ont en effet une résistance spécifique double ou triple de celle des charbons purs ordinaires ; de même la résistance des charbons purs très minces des lampes à flamme. Il en résulte, dans les lampes allemandes à électrodes longues, des chutes de tension de 5 à 8 volts dans les électrodes pour une lampe à courant continu, et le double pour une lampe à courant alternatif ; tandis que ces chiffres sont réduits de moitié avec les charbons minéralisés à enveloppe [1].

La question de l'usure des charbons mélangés de substances minérales soulève quelques remarques théoriques intéressantes. Cette usure croît, en effet, d'une part avec le degré de minéralisation, et d'autre part avec la facilité d'oxydation, ce qui paraît contradictoire ; elle est beaucoup plus grande qu'avec les électrodes en matières minérales pures de Steinmetz et de Rasch. Ces phénomènes peuvent s'expliquer par le rôle de *support* très réfractaire et d'*adjuvant de la conductibilité* que joue le carbone dans le mélange ; s'il est abondant, la surface de l'électrode est assez conductrice pour que la base de l'arc soit large, et ne se recouvre que d'une couche mince de substances minérales perdues ; donc la volatilisation est peu active ; quand le charbon diminue (soit par addition d'une plus grande quantité de matières, soit par oxydation), la surface de l'électrode est moins conductrice et se recouvre d'une couche plus épaisse de matières minérales en fusion. La base de l'arc se concentre donc davantage et la vaporisation devient plus active, et par suite l'usure plus forte. On conçoit alors que l'usure et le rendement lumineux varient dans le même sens ; ils croissent ensemble, par exemple, avec la densité du courant, avec l'écart des charbons, avec l'accès d'air plus ou moins grand admis par le cendrier, etc.

[1] J'ajouterai, en passant, que cette enveloppe peut d'ailleurs être utile même dans les lampes à charbons convergents, pour permettre le rallumage des charbons par contact latéral, tandis que les scories le rendent difficile dans les lampes Bremer,

Si on enferme l'arc dans une enceinte close ou presque close (tout en ayant soin de faire déposer les fumées au fur et à mesure de leur formation), l'oxydation est réduite ; il en est de même de l'usure, qui peut s'abaisser à 3 ou 4 millimètres au lieu de 15 ou 16 à l'air libre ; les scories ne se forment plus qu'en beaucoup moindre quantité et on peut réduire beaucoup l'épaisseur de l'enveloppe, laquelle d'ailleurs reste toujours avantageuse, et accroître la conductibilité. Une durée de 100 heures peut donc être obtenue par l'arc minéral enfermé, sans que les électrodes aient une longueur exagérée (320 à 400 millimètres). Jusqu'ici, en Europe, pour les charbons ordinaires, l'arc enfermé n'est employé que fort rarement à cause du bas prix de la main-d'œuvre et du prix élevé de l'énergie électrique. Pour ce motif, l'arc minéralisé enfermé ne paraît pas intéressant dans les milieux européens.

La lampe Bremer et *a fortiori* les lampes à flamme ne permettent pas l'emploi de courants aussi faibles que la lampe à charbons à enveloppe placés verticalement : tandis que les intensités de courant minima sont de 8 à 10 ampères pour les « lampes à flamme » et 6 à 7 ampères pour la lampe Bremer jusqu'à l'époque présente, les dispositions de l'auteur ont permis de réaliser des lampes de 3 ampères et même M. Proskey a pu faire brûler très convenablement ces lampes au régime de 1 1/2 à 2 ampères, tout en conservant un rendement encore de beaucoup supérieur à celui des lampes ordinaires de même puissance. C'est là, comme l'a signalé M. Wedding lui-même dans un très compétent rapport [1], un des plus grands avantages industriels de la nouvelle solution par rapport aux anciennes.

J'espère que les résultats que je viens d'exposer intéresseront les électriciens et contribueront à justifier, au point de vue pratique, les dispositions nouvelles de charbons et de lampes dont j'ai cherché plus haut à mettre en évidence, au point de vue théorique, le caractère rationnel, et à faire connaître les particularités de fonctionnement.

A. Blondel.

[1] Résumé dans le journal allemand *Hélios*, 1904.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la radiation secondaire engendrée lorsque des rayons β du radium atteignent des couches métalliques minces: relation entre la vitesse des rayons primaires, l'épaisseur de la plaque, et l'intensité des rayons secondaires. — **P. Dobler.** — *Annalen der Physik*, n° 2, 1907.

Le dispositif expérimental employé par l'auteur est le suivant : les rayons β du radium sont obligés, par l'action d'un champ magnétique homogène, de suivre une trajectoire circulaire. Entre la vitesse v des rayons β, le rapport (e/m) de la charge à la masse, le rayon R du cercle et l'intensité H du champ magnétique, on a la relation :

$$RH = \frac{v}{(e/m)}.$$

Dans les expériences de l'auteur, il fallait un dispositif permettant de mesurer la vitesse des rayons β. Pour cela, on décomposait ces rayons en un spectre au moyen d'un champ magnétique homogène, et on enregistrait ce spectre sur une plaque photographique. Pour déterminer la vitesse, on s'appuyait sur la propriété qu'ont les rayons β de présenter, pour chaque vitesse, une valeur constante du produit RH. On mesurait le rayon de courbure du rayon β qui atteignait un point déterminé de la plaque photographique, et l'intensité du champ magnétique. On connaissait ainsi la valeur du produit RH. Les valeurs de v et de (e/m) ayant été déterminées par Kaufmann, on peut déduire des tableaux dressés par ce savant la vitesse v correspondant à un rayon caractérisé par une valeur donnée du produit RH.

Le rayon de courbure d'un rayon dans un champ magnétique homogène est déterminé quand on connaît la position de trois points de la trajectoire. Il est avantageux de prendre pour l'un des points la substance radiante elle-même, comme deuxième point une ouverture percée dans un écran, et comme troisième point l'endroit du spectre sur la plaque photographique. Pour obtenir un spectre pur, Kaufmann et Becquerel ont employé comme source de radiations un grain de sel de radium. A une certaine distance de ce dernier était disposé un écran muni d'un petit trou sur lequel les rayons passaient avant d'agir sur la plaque photographique. De cette façon, à chaque point du spectre correspond un cercle déterminé dont le rayon peut être facilement calculé.

Les expériences furent faites avec 15 ou 20 milligrammes de bromure de radium très pur fondus dans un tube de verre mince. Ce tube était placé dans la rainure d'un bloc de plomb et recouvert d'une plaque de plomb : des dispositions convenables étaient prises pour que les rayons γ et les rayons secondaires provenant d'un écran de plomb ne puissent exercer aucune action sur la plaque photographique. Le champ magnétique était produit par un électro-aimant alimenté par une batterie d'accumulateurs un étalonnage préalable avait permis de déterminer la valeur de l'intensité du champ en fonction de l'intensité du courant.

Les rayons β ne produisent pas tous le même noircissement de la plaque : les rayons très rapides et très lents produisent le plus faible noircissement ; les rayons de vitesse moyenne produisent le plus fort noircissement. Pour les plaques employées, ces derniers rayons avaient une vitesse de $2{,}6 \cdot 10^{10}$ centimètre par seconde. Si l'on recouvre partiellement la plaque photographique avec une bande de platine mince, de telle façon que cette bande puisse être atteinte par des rayons de toutes vitesses, le spectre est en partie renforcé, en partie affaibli sous la bande, par rapport au spectre de la plaque non couverte. On déterminait alors l'endroit des deux spectres pour lequel l'absorption des rayons primitifs par l'épaisseur de platine est égale au renforcement dû à la radiation secondaire produite. Cet endroit est facile à déterminer, puisqu'il présente le même aspect dans le spectre direct et dans le spectre modifié. Pour une épaisseur de platine $d = 13\,\mu$ par exemple, on a trouvé comme valeur de la distance des droites de même aspect jusqu'au point correspondant



aux rayons γ : $x' = 1^{cm},36$. Le rayon R était déterminé d'après la formule

$$R = \frac{a}{2} \frac{\sqrt{[1 + (x_1/d_1)^2][1 + (x_2/d_2)^2]}}{(x_2/d_2) + (x_1/d_1)},$$

a, d_1 et d_2 étant des constantes de l'appareil qui avaient pour valeurs $a = 4^{cm},55$; $d_1 = 2^{cm},20$; $d_2 = 5^{cm},93$. Les grandeurs x_1 et x_2 avaient pour valeurs

$$x_1 = x' - 1,54 ; \qquad x_2 = 4,14 - x',$$

c'est-à-dire, dans l'exemple cité :

$$x_1 = 1,54 \text{ cm.} - 1,36 \text{ cm.} = 0,18 \text{ cm.}$$
$$x_2 = 4,14 \text{ cm.} - 1,36 \text{ cm.} = 2,78 \text{ cm.}$$

Le rayon R avait donc pour valeur :

$$R = \frac{4,55}{2} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{0,18}{0,22}\right)^2 1 + \left(\frac{2,78}{5,93}\right)^2}}{\left(\frac{2,78}{5,93} - \frac{0,18}{2,2}\right)} = 6,54 \text{ cm.}$$

L'intensité du courant dans la bobine de l'électro-aimant avait pour valeur $i = 2,40$ ampères ; l'intensité du champ magnétique correspondant était de 445 unités absolues ; le produit RH avait pour valeur 2910. A cette valeur correspond, d'après le tableau de Kauffmann, la vitesse $v = 2,7 \cdot 10^{10}$ centimètres par seconde. Si l'on poursuit le même calcul pour différentes épaisseurs de platine, on obtient une série de valeurs correspondantes de v et d. L'auteur a placé sur la plaque photographique des bandes de platine de $0^{cm},5$ de largeur et de 1 μ, 2,5 μ, 4,6 μ, 13 μ, 19,6 μ, 34,7 μ et 50 μ d'épaisseur. Les rayons β du spectre n'atteignant pas tous la plaque photographique, il faut calculer l'épaisseur de platine nettement traversée par les rayons β au point d'égal noircissement. Si l'on appelle α l'angle d'incidence, cette épaisseur pour une épaisseur d de plaque est $(d/\sin \alpha)$. Les valeurs obtenues par l'auteur sont indiquées sur le tableau I.

Ces chiffres permettent de déterminer la relation entre la vitesse et l'épaisseur de la plaque. Il n'y a pas que la bande de platine, mais encore le verre de la plaque photographique qui donne naissance à une radiation secondaire. Les conditions sont les mêmes que si une couche très mince de platine était étalée sur toute la plaque. L'auteur a été ainsi conduit à étudier les résultats obtenus en couvrant uniformément la plaque de platine et en plaçant au-dessus des bandes de différentes épaisseurs. Ce procédé offre l'avantage que la radiation secondaire facilement absorbable produite par les parois du coffret ne peut plus agir sur la pellicule sensible.

TABLEAU I

Bandes de platine placées directement sur la plaque photographique.

PLAQUE	R.H	MOYENNE	ERREUR °/.	$v \cdot 10^{-10}$ cm./sec.
Épaisseur de la bande de platine $d = 2,5$ μ ; $\alpha = 60°$; $\frac{d}{\sin \alpha} = 2,9$ μ.				
1	1 985		+ 4	
2	1 965		+ 1,8	
3	1 980	1 930	+ 2,5	2,37
4	1 930		0	
5	1 860		— 3,5	
6	1 860		— 3,5	
Épaisseur de la bande $d = 4,6$ μ ; $\frac{d}{\sin \alpha} = 4,7$ μ.				
1	2 370		+ 4	
2	2 320		+ 1,8	
3	2 210	2 280	— 3	2,53
4	2 210		— 3	
5	2 300		+ 0,9	
Épaisseur de la bande 13 μ ; $\alpha = 90°$.				
1	2 870		— 0,7	
2	2 910		+ 0,5	
3	2 910	2 894	+ 0,5	2,75
4	2 910		+ 0,5	
5	2 870		— 0,7	
Épaisseur d de la bande 19,6 μ ; $\frac{d}{\sin \alpha} = 19,8$ μ.				
1	3 660		+ 5,2	
2	3 310		— 5	
3	3 470	3 480	— 0,3	2,83
4	3 580		+ 3	
5	3 370		— 3,2	
Épaisseur d de la bande 34,7 μ ; $\frac{d}{\sin \alpha} = 35,2$ μ.				
1	4 330		— 5,3	
2	4 660		+ 2,4	
3	4 530	4 570	— 0,9	2,92
4	4 660		+ 2,4	
5	4 660		+ 2,4	
Pour $d = 50$ μ on avait R . H = 4 900 et $v = 2,94 \cdot 10^{-10}$ cm./sec.				
Pour $d = 1$ μ on avait R . H = 1 450 et $v = 2,0 \cdot 10^{10}$ cm./sec.				

On compare donc sur la plaque photographique deux spectres correspondant à des épaisseurs différentes de platine. Les deux spectres

présentent une apparence très semblable à celle obtenue pour la plaque non recouverte. Sous la couche épaisse, le spectre est en partie renforcé, en partie affaibli par rapport au spectre obtenu sous la couche mince de platine. On trouve, comme précédemment, un endroit pour lequel l'intensité de la radiation est la même derrière les couches de platine de différentes épaisseurs. De la même façon que précédemment, on peut déterminer, d'après la position de cet endroit d'égal noircissement, la vitesse des rayons β qui ont atteint la plaque. L'auteur a trouvé ainsi les valeurs suivantes qu'indique le tableau II.

TABLEAU II

ÉPAISSEUR DE PLATINE d	VITESSE $v \cdot 10^{-10}$ cm./sec.
Couche de platine de 1 μ d'épaisseur : bandes superposées de 2,9 μ, 13 μ et 34 μ.	
3,9 μ	2,60
14	2,83
35	2,925
Couche de platine de 2,5 μ d'épaisseur : bandes superposées de 3,2 μ, 13 μ et 35 μ.	
5,7 μ	2,74
15,5	2,87
37,5	2,93
Couche de platine de 5 μ d'épaisseur : bandes superposées de 2,9 μ, 13 μ et 19 μ.	
7,9 μ	2,84
18	2,91
24	2,93

Jusqu'ici, il n'a été question que de la relation entre la vitesse des rayons β primaires et l'épaisseur de la couche. L'auteur a étudié aussi la relation entre l'épaisseur de la couche de platine, la vitesse des rayons β et l'intensité de la radiation derrière la feuille de platine. Comme mesure de l'intensité de radiation, l'auteur déterminait le noircissement de la plaque.

La relation entre l'intensité de radiation sur l'axe, l'épaisseur de la couche et la vitesse fut déterminée graphiquement. En abscisses d'un système de coordonnées rectangulaires, on porte la valeur de l'épaisseur de platine d_1 et sur l'axe des ordonnées l'intensité J de la radiation. A chaque valeur de d et de J correspond donc un point du plan : on marque à côté de ce point la vitesse qui, d'après les mesures précédentes, donne, pour l'épaisseur considérée, l'endroit d'égal noircissement. Si l'on relie entre eux les points de même vitesse, on obtient un système de courbes analogues aux courbes de niveau des cartes géographiques. A chaque vitesse correspond une courbe indiquant comment, pour cette vitesse, l'intensité de la radiation derrière la couche de platine dépend de l'intensité de cette couche.

Si, par exemple, la plaque photographique totale a été recouverte d'une couche de platine de 1 μ d'épaisseur, sur laquelle on place une bande de 2,5 μ d'épaisseur, on trouve, d'après les mesures précédentes, qu'une vitesse de $2,6 \cdot 10^{10}$ centimètre par seconde produit le même noircissement sous les deux couches. Le noircissement en ce point étant pris arbitrairement comme unité ; on porte les valeurs du noircissement en ordonnées, les épaisseurs de la couche de platine en abscisses et l'on obtient dans le plan des coordonnées deux points, l'un d'abscissè $d = 1$ μ, et l'autre d'abscisse $d = (2,5 + 1)$ μ. A côté de ces deux points, on inscrit la vitesse $v = 2,60 \cdot 10^{10}$ centimètre par seconde. En outre, sur la plaque photographique recouverte d'une couche de platine de 1 μ, on a placé une bande de platine de 13 μ ou de 34,7 microns d'épaisseur. D'après les résultats des mesures précédentes, la vitesse $v = 2,83 \cdot 10^{10}$ centimètres par seconde ou $v = 2,92 \cdot 10^{10}$ centimètres par seconde correspond à l'endroit d'égal noircissement. L'intensité de la radiation est un peu plus grande pour l'endroit de même noircissement que pour les bandes de 2,5 μ d'épaisseur. Sur la plaque recouverte d'une couche de 1 μ, on obtient donc dans le plan des coordonnées six points b_1 b'_1, b_2 b'_2, c_2 c'_2 (fig. 1).

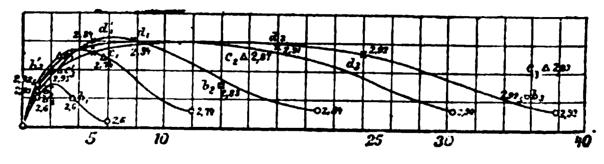


Fig. 1.

Si toute la plaque photographique est recouverte d'une couche de platine de 2,5 μ et qu'une bande de 2,5 μ d'épaisseur soit placée sur elle, la vitesse pour laquelle le noircissement à la

même valeur est $v = 2,74 . 10^{10}$ centimètres par seconde, d'après les tableaux précédents ; c'est-à-dire que l'intensité de la radiation est la même pour cette vitesse, derrière une couche de platine de 2,5 μ ou de 5 μ. On suppose qu'elle est 2,5 fois plus grande que pour la couche de platine de 1 μ. Si l'on porte les valeurs dans le même système de coordonnées que précédemment, on obtient les points c_1 et c'_1, à côté desquels on marque la vitesse $2,74 . 10^{10}$. Pour une bande superposée de 13 μ d'épaisseur, on obtient les points c_2 et c'_2 auxquels correspond la vitesse de $2,87 . 10^{10}$ centimètres par seconde, etc. En recouvrant la plaque totale d'une couche de platine de 5 μ d'épaisseur et en plaçant sur elle des bandes de 2,5, 13 et 19,6 μ, on obtient les points d_1 et d'_1, d_2 et d'_2, d_3 et d'_3 auxquels correspondent les vitesses $2,84 . 10^{10}$ centimètres par seconde ou $2,91 . 10^{10}$ centimètres par seconde, etc., etc. La figure 1 indique ainsi les courbes appartenant à des vitesses de 2,6, 2,74, 2,84, 2,90 et $2,92 . 10^{10}$ centimètres par seconde. Les points correspondant à une épaisseur de 5 μ, 2,5 μ, 1 μ et 0 μ sont indiqués par une croix, un triangle, un rectangle ou un cercle.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

Les courbes indiquant la relation entre la radiation totale et l'épaisseur de couche pour les différentes vitesses présentent une allure très caractéristique. Elles s'élèvent assez rapidement, présentent une partie presque horizontale, et tombent ensuite peu à peu avec un point d'inflexion. Les courbes relevées par Ève sont analogues à celles obtenues par l'auteur.

Si l'on admet que la loi d'absorption par les rayons β est de la forme $e^{-d\alpha}$, d étant l'épaisseur de la couche absorbante et α le coefficient d'absorption, Paschen a établi pour la radiation secondaire des couches minces de platine la formule :

$$\frac{\alpha A}{\alpha - \beta}(e^{-d\beta} - e^{-d\alpha}),$$

β étant le coefficient d'absorption de la radiation secondaire. Si l'on suppose le coefficient d'absorption α des rayons primaires petit en comparaison du coefficient d'absorption β des rayons produits, et si l'on trace les courbes représentées par l'équation ci-dessus, on obtient un système de courbes tout à fait analogue à celui qu'a trouvé l'auteur. B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Calcul des machines électriques au point de vue de la commutation. — C.-L. Kennedy. — *Electrical World*, 17 février 1907.

Dans un induit ordinaire de machine à courant continu, si les balais sont calés exactement sur la ligne neutre, la commutation du courant est effectuée entièrement par la résistance de contact du balai. S'il n'y a pas d'inductance dans la bobine qui entre en commutation, la vitesse de variation du courant dans la bobine pendant la commutation a une valeur constante et le rapport des courants passant par les lames du collecteur adjacentes reliées à la bobine est, à chaque instant, égal au rapport des résistances entre les lames et les balais qui les relient. Le courant dans la bobine commutée varie suivant la droite de la figure 1, dans laquelle le rectangle représente la face du balai. Mais les conducteurs de l'induit, placés sur un noyau de fer, présentent une certaine inductance. Celle-ci tend à retarder toute variation du courant passant à travers la bobine court-circuitée. Le schéma de commutation est modifié conformément à la figure 2. La densité du courant à la corne arrière du balai devient beaucoup plus grande que la densité à la corne avant du balai. L'augmentation de chute de tension due à l'accroissement de la densité du courant à la corne arrière du balai donne une commutation sans

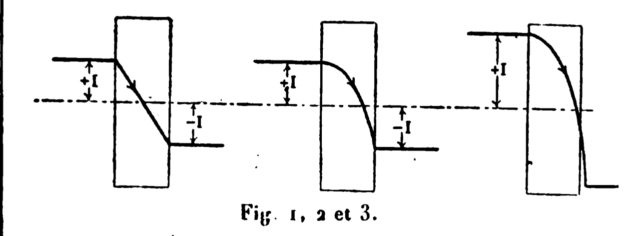


Fig. 1, 2 et 3.

étincelle si le produit du courant, de l'inductance et du taux de variation du courant n'a pas une valeur exagérée. Quand la valeur de ce produit devient trop grande, la commutation s'effectue dans les conditions que représente schématiquement la figure 3. Là, le taux de variation du courant au dernier instant produit une tension de réactance trop élevée pour être surmontée par la chute de tension due à la réactance du contact, et il en résulte des crachements aux balais. En calculant cette tension de réactance, on peut avoir une idée des caractéristiques de l'induit au point de vue de la commutation.

La tension de réactance d'un circuit électrique dans lequel le courant varie suivant une loi harmonique a pour valeur :

$$V_r = 2\pi n L I. \qquad (1)$$

Pendant le temps pendant lequel la bobine est soumise à la commutation, la variation du courant correspond à un demi-cycle complet. Si l'on suppose que la longueur du balai est égale à la longueur d'une lame de collecteur, on a

$$n = cr/2, \qquad (2)$$

c étant le nombre de lames du collecteur et r le nombre de tours par seconde qu'effectue la machine. L'inductance d'un circuit électrique est donnée par la formule :

$$L = \frac{\Phi N}{I \cdot 10^8}. \qquad (3)$$

Pour calculer l'inductance d'une bobine d'induit, il est nécessaire de connaître le nombre de lignes de force qui l'environnent, par ampère de courant. Ainsi, soit l_1 la longueur de la portion d'un tour entourée de fer, l_2 la longueur de la portion d'un tour non entourée de fer, Φ_1 et Φ_2 les nombres de lignes de force produites par ampère-centimètre de l_1 ou l_2, le flux total existant autour d'un tour a pour valeur :

$$\Phi = I(l_1\Phi_1 + l_2\Phi_2). \qquad (4)$$

Mais, avec un enroulement à encoches et des conducteurs induits disposés sur deux couches dans chaque encoche, le conducteur du courant de toute bobine en commutation occupe la même encoche que le conducteur du fond de la bobine en commutation sous le balai adjacent. Par suite, le flux total enveloppant la portion entourée de fer est augmenté par celui que produit l'autre conducteur dans la même encoche. Le flux total enveloppant une bobine de l'induit de N_1 tours a donc pour valeur

$$\Phi = N_1 I(2l_1\Phi_1 + l_2\Phi_2).$$

Le volume total de courant qui traverse une encoche de l'induit peut être supposé concentré dans un conducteur occupant le centre de l'encoche, et toutes les lignes de force produites par le courant doivent envelopper ce conducteur. Leur circuit magnétique est compris dans le fer qui entoure l'encoche, dans le milieu non magnétique de la moitié supérieure de l'encoche, et dans l'air qui entoure les extrémités de la denture. La majeure partie de la réluctance des circuits suivis par ces lignes de force étant relative au passage dans le milieu non magnétique, ou entrefer, la perméance de ces circuits est approximativement égale à la perméance de cet entrefer. Pour calculer cette valeur, il est commode de calculer séparément la puissance du circuit entre les parties supérieures de l'encoche et celle du circuit entre les extrémités de la denture.

En calculant la perméance de la partie supérieure de l'encoche, il faut prendre évidemment comme longueur de l'entrefer la largeur de l'encoche. La surface de l'entrefer en centimètres carrés, pour une section de l'encoche de un centimètre de longueur axiale, est numériquement égale à la moitié de sa profondeur, puisque le flux doit envelopper le conducteur hypothétique placé au centre de l'encoche. Soient d la profondeur de l'encoche et w la largeur, la perméance de l'encoche est proportionnelle à $(d/2w)$. Le nombre de lignes de force produites dans l'encoche par ampère-centimètre de conducteur a pour valeur

$$0{,}4\pi \cdot \left(\frac{d}{2w}\right) = \frac{1{,}6d}{w}. \qquad (6)$$

La figure 4 représente une section à travers une encoche et les dents adjacentes. La plupart des lignes de force sortent des extrémités des dents

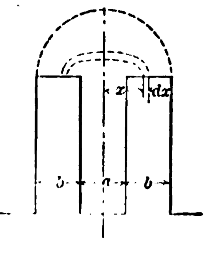


Fig. 4.

et suivent des trajets demi-circulaires dont le rayon est $b + (a/2)$. Soit dx la largeur à l'extrémité d'une tête d'un filet élémentaire représentant le chemin d'une ligne de force quelconque; sa longueur moyenne a approximativement pour valeur

$$\frac{b + (a/2)}{b}\,dx.$$

Sa largeur a à peu près comme valeur

$$a + \pi[x - (a/2)],$$

x représentant la distance variable du filet au centre de l'encoche. La perméance du circuit

suivi depuis l'extrémité d'une dent de l'induit jusqu'à l'extrémité de la dent adjacente, a pour valeur, si l'on désigne par l la largeur de l'induit :

$$\text{Perméance} = \int_{a/2}^{b+(a/2)} \frac{l\,[b+(a/2)]\,dx}{b\,[a+\pi(x-(a/2))]}$$

$$= \frac{l(2b+a)}{2\pi b} \log \frac{a+\pi b}{a}. \qquad (7)$$

D'après cette formule, les lignes de force émanant de l'extrémité de la dent par ampère-tour et par centimètre de longueur de l'induit ont pour valeur 0,87 quand $a = b$ et 1,16 quand $3a = b$. Un certain nombre de lignes de force suivent toutefois des chemins différents de celui que l'on vient de considérer d'une extrémité de dent à la suivante. Le nombre total de lignes de force qui ne traversent pas l'encoche elle-même a été trouvé expérimentalement égal à 1,57, au lieu de 0,87 ou 1,16. Si Φ_1 représente le nombre total de lignes de force produites par ampère-tour, par centimètre d'encoche, on a :

$$\Phi_1 = 1{,}57 + 0{,}63\,(d/w). \qquad (8)$$

Il n'existe pas de méthode simple pour le calcul des lignes de force produites par ampère-centimètre de connecteurs frontaux. La moyenne, déduite d'un certain nombre d'expériences est

$$\Phi_2 = 0{,}79. \qquad (9)$$

Il suffit d'employer cette valeur, car le flux produit par les connecteurs frontaux est si faible comparativement au flux total qu'une erreur même sensible commise sur son évaluation a peu d'effet sur le résultat final. On a alors :

$$\Phi = 2N_1 I\,[(1{,}57 + 0{,}63\,(d/w))\,l_1 + l_2]. \quad (10)$$

En remplaçant Φ par sa valeur dans l'équation (3) qui donne l'inductance, il vient :

$$L = 2N_1^2\,[(1{,}57 + 0{,}63\,(d/w))\,l_1 + l_2]\,10^{-8}. \quad (11)$$

En combinant les équations (1), (2) et (11), on trouve comme expression de la tension de réactance la formule :

$$V_r = 2\pi n L I$$

$$= 6{,}3 N_1^2\,[(1{,}57 + 0{,}63\,(d/w))\,l_1 + l_2]\,I\,10^{-8}. \quad (12)$$

Cette formule donne la tension efficace si l'inversion du courant dans la bobine commutée suit une loi sinusoïdale. La courbe réelle du courant à proximité du point où se produisent les étincelles diffère problablement d'une façon importante de la sinusoïde ; sa détermination est très difficile. Pour une étude comparative toutefois, il suffit de supposer que la courbe a une forme sinusoïdale, étant entendu que la tension de réactance ainsi calculée n'est pas en réalité la tension de réactance réelle, mais fournit une base commode pour déterminer les caractéristiques de l'induit au point de vue de la commutation.

(A suivre.) R. R.

Sur la dispersion magnétique (suite)[1]. — **W. Cramp.** — *The Electrician*, 1er février 1907.

L'auteur étudie de dispersion dans les alternateurs, en se limitant uniquement à la dispersion utile, ou, plus exactement, en montrant comment on peut utiliser cette dispersion qui doit exister.

Dans les alternateurs ordinaires, la dispersion est de deux sortes ; dispersion de l'inducteur et dispersion de l'induit. On peut appliquer à la première tout ce qui a été dit à props des machines à courant continu. La dernière donne lieu à la réaction d'induit et, sauf dans les cas tous spéciaux de machines à intensité constante, elle doit être réduite autant que possible. La dispersion peut être utilisée, comme on l'a proposé depuis plusieurs années et comme l'a réalisé récemment Heyland, pour obtenir un compoundage plus ou moins important de l'alternateur, c'est-à-dire établir une machine qui produise une différence de potentiel à peu près constante quelle que soit l'intensité du courant débité. L'auteur a employé, pour établir une machine à courant constant, la méthode suivante (fig. 3):

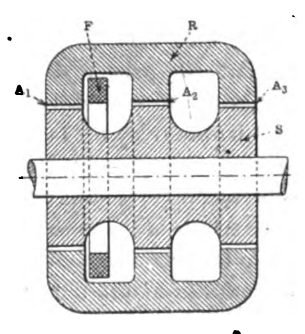


Fig. 3.

R est le stator, ou induit fixe, formant une partie du circuit magnétique ; S est le rotor, et porte normalement les inducteurs tournants qui

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 16 mars 1907, p. 384

produisent les variations de flux nécessaires. A_1, A_2, A_3 sont des entrefers ; il est évident que si F est la seule bobine inductrice, A_1 et A_2 sont magnétiquement en série, ainsi que A_1, A_3, tandis que A_2 et A_3 sont magnétiquement en parallèle par rapport à A_1. On suppose que des bobines induites soient portées par le stator en A_2, tandis que les deux autres entrefers servent simplement de chemin pour le flux magnétique. Si la bobine F est excitée par un courant constant, les bobines A_2 produisent une certaine f. é. m. à circuit ouvert quand R tourne à une vitesse déterminée, dépendant des surfaces de A_2 et A_3. Si les bobines placées en A_2 sont le siège d'un courant débité par la machine, la réaction d'induit que produit ce courant augmente immédiatement la réluctance du courant magnétique que suit le flux à travers A_2. Par suite, la majeure partie de ce flux tend à passer en A_3, produisant ainsi une forte chute de tension qui tend à maintenir constante l'intensité du courant en A_2. Cela se produit en particulier si l'entrefer en A_2 est faible et si l'induction est élevée, par rapport à ce qu'elle est en A_3. En dimensionnant convenablement les surfaces des entrefers et les inductions, on peut donc construire un alternateur de telle façon que le courant varie extrêmement peu en A_2, même si la résistance du circuit auquel sont reliées ces bobines passe d'une valeur très élevée à la valeur de court-circuit. De même, si les bobines de l'induit sont placées en A_3, on obtient un effet beaucoup plus prononcé. On peut régler complètement cet effet en plaçant une seconde bobine inductrice entre A_2 et A_3 et en la reliant en parallèle avec F. Une résistance et un interrupteur-inverseur en série avec cette seconde bobine permettent de passer d'un alternateur ayant pratiquement une caractérisque à courant constant à un alternateur ayant la caractéristique d'une machine ordinaire à potentiel constant. Si les deux bobines inductrices sont réglées de façon à tendre toutes deux à faire passer leur flux par A_1 A_3, l'effet de la seconde bobine inductrice équivaut à une réduction importante de la réluctance en A_2, tandis que quand les deux bobines sont en opposition, elles tendent toutes deux à faire passer leurs flux par A_2 et à empêcher toute possibilité de dispersion. Dans l'un ou l'autre cas, l'induit en A_2 peut être bobiné comme s'il s'agissait d'une machine ordinaire à potentiel constant. On voit que, puisque la réluctance de chaque circuit est à peu près inversement proportionnelle aux surfaces des entrefers respectifs, le calcul pour une caractéristique particulière quelconque est extrêmement simple en comparaison du calcul nécessaire pour un alternateur ordinaire à courant constant ; en outre l'emploi d'une deuxième bobine inductrice permet de corriger toute erreur de calcul et d'effectuer le réglage que l'on veut.

Pour appliquer ces principes à l'établissement d'une machine capable de donner une différence de potentiel constante pour des intensités de courant variables, il faut disposer, en A_3, d'une force magnétomotrice constamment croissante de sens tel qu'elle tende à s'opposer à la dispersion de F. Ce dispositif est équivalent au compoundage ordinaire. Pour atteindre ce but, et utiliser l'entrefer A_3, l'auteur a placé sur le rotor en A_3 un induit à courant continu avec un collecteur, et a subdivisé A_3 en pôles saillants.

Les balais qui frottent sur le collecteur étant reliés, par l'intermédiaire de résistances convenables, à la bobine d'excitation F, on obtient une machine auto-excitatrice. En outre, un accroissement de l'intensité du courant alternatif en A_2 tendant à augmenter la réluctance de ce chemin, tend aussi à faire passer plus de flux par A_3, ce qui produit un accroissement de la tension entre balais et, avec elle, du courant d'excitation : il en résulte que la tension alternative produite par la machine convient à sa valeur initiale. De cette façon, la machine devient en même temps auto-excitatrice et auto-régulatrice ; l'autorégulation de la différence de potentiel aux bornes se produit non seulement pour les variations du courant alternatif débité par la machine, mais aussi pour les variations du facteur de puissance sans variation d'intensité du courant débité. Si la valeur du facteur de puissance diminue, la réaction d'induit en A_2 augmente et le courant d'excitation croît automatiquement. On peut établir la machine de façon qu'elle soit surcompoundée, c'est-à-dire de façon que sa tension augmente avec la charge : la valeur du compoundage dépend uniquement de la saturation du circuit magnétique en A_2 par rapport à celle du circuit magnétique en A_3.

La figure 4 représente la section d'une machine réelle établie d'après ce principe.

On peut noter que, si l'on veut réaliser une machine à courant constant, on peut, au lieu de ré-

duire la réluctance en A_3, augmenter si l'on veut la réluctance en A_1. On y arrive facilement en plaçant l'induit de l'excitatrice en A_1 : tout accroissement de courant en A_2 augmente la réluctance de tout le circuit magnétique suffisamment pour faire tomber d'une façon perceptible la f. é. m. d'excitation. Dans ce cas, l'entrefer A_3 est inutile, mais on peut le conserver pour obtenir une meilleure distribution magnétique en A_2 (en employant une dernière bobine inductrice entre A_2 et A_3).

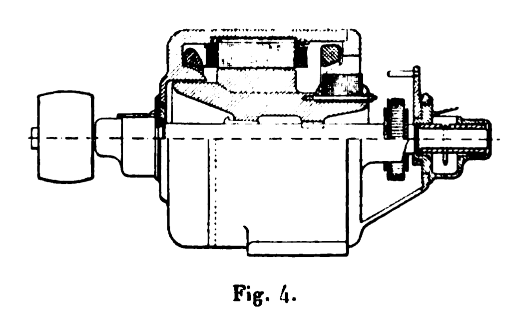


Fig. 4.

On peut remarquer sur la figure 4 que l'induit de l'excitatrice représente une part importante de la machine totale. Cela est dû en partie à ce que, les machines étant établies pour donner une caractéristique tombante, la presque totalité du flux traverse l'induit de l'excitatrice, et en partie parce que l'induit de l'excitatrice est entouré de pôles qui sont tous d'une même polarité, ce qui conduit à adopter des proportions différentes de celles généralement admises dans la construction de machines à courant continu.

Cette méthode de réglage pourrait encore être appliquée à des groupes moteurs-convertisseurs. Si l'induit de l'alternateur est alimenté par du courant alternatif pendant que le rotor est en vitesse, la machine fonctionne comme moteur synchrone. Quand la machine est au synchronisme, une augmentation de charge tend à renforcer le flux inducteur par suite de la diminution de réluctance du côté du moteur synchrone; la machine est alors compound du côté continu. On possède donc un convertisseur dans lequel la tension du courant continu peut être réglée à volonté et qui tend à être automatiquement compound ; une telle machine serait économique et aurait un bon rendement grâce à l'emploi d'une seule bobine inductrice pour les deux induits.

(A suivre.) R. R.

***Transformateurs triphasés.* — A. S. Mac Allister.** — *Electrical World*, 9 février 1907.

Une étude des flux correspondant à trois forces électromotrices sinusoïdales déphasées de 120 degrés électriques montre qu'à un instant donné quelconque, la somme de deux quelconques des flux est égale en valeur et opposée en direction au troisième flux. On en conclut que si le circuit magnétique d'un transformateur est construit avec trois noyaux portant chacun le même nombre de tours, et si les trois enroulements sont soumis à des forces électromotrices exactement triphasées, chaque bobine et chaque noyau fonctionnent exactement comme l'enroulement primaire et le circuit magnétique d'un transformateur simple monophasé. Par suite, en augmentant d'un peu plus de cinquante pour cent les matériaux actifs d'un transformateur monophasé à noyau, la capacité de l'équipement devient exactement de cinquante pour cent plus grande que celle d'un transformateur triphasé. Ainsi, en ajoutant un peu plus de 50 °/₀ aux matériaux actifs d'un transformateur de 10 kilowatts à noyaux, on obtient un transformateur triphasé dont la puissance est de 15 kilowatts. Un tel transformateur polyphasé est capable de remplacer trois transformateurs monophasés de 5 kilowatts connectés en étoile ou en triangle, ou deux transformateurs de 8,60 kilowatts connectés en V, ou un transformateur de 7,5 kilowatts et un de 8,66 kilowatts connectés en T.

Les avantages relatifs des transformateurs triphasés et de la combinaison de transformateurs monophasés que l'on peut employer pour obtenir le même service ont été fréquemment discutés par différents auteurs qui ont pris pour base la diminution de prix des différents types de transformateurs avec l'augmentation de puissance, et, sur cette base, on a établi que le transformateur triphasé est le meilleur marché parce qu'il représente comme construction environ 150 °/₀ du prix d'un transformateur de 10 kilowatts, tandis que les autres combinaisons sont plus coûteuses par suite du fait qu'elles exigent une puissance totale égale ou supérieure avec des transformateurs plus petits. L'auteur se propose de montrer que, abstraction faite de la diminution du prix de revient avec l'augmentation de la puissance, le transformateur triphasé possède un réel avantage en exigeant moins de matériaux et en présentant un rendement meilleur que les

autres combinaisons de transformateurs, et que l'avantage à ce seul point de vue est tout à fait sensible, même quand le transformateur triphasé a une grande capacité. L'auteur mentionne également les avantages de la connexion en T de deux transformateurs quand on ne peut pas établir de transformateur triphasé.

Pour passer d'un transformateur monophasé à un transformateur triphasé ayant une puissance de 50 % plus grande, il faut 50 % de plus de cuivre, et un peu plus de 50 % de plus de fer. Comme valeur moyenne on peut induire que le poids de fer par kilowatt de capacité est d'environ 6 % plus grand, et que le poids de cuivre est exactement le même que pour un transformateur monophasé ayant une capacité de 66,6 %. En employant les valeurs trouvées sur certains transformateurs commerciaux monophasés, dont la description a été publiée dans des revues techniques ou dans des bulletins établis par les constructeurs. On trouve que le cuivre d'un transformateur de 10 kilowatts pèse $7^{kgr},85$ par kilowatt et le fer 10 kilogrammes par kilowatt, tandis que les valeurs correspondantes pour un transformateur de 5 kilowatts sont de $10^{kgr},7$ de cuivre et $11^{kgr},7$ de fer par kilowatt. Aussi, un transformateur triphasé de 15 kilowatts exige $7^{kgr},85$ de cuivre par kilowatt et $10^{kgr},6$ de fer par kilowatt, tandis que trois transformateurs monophasés de 5 kilowatts exigent $16^{kgr},7$ de cuivre et $11^{kgr},7$ de fer par kilowatt. Les pertes dans le cuivre du transformateur triphasé sont de 17,7 watts par kilowatt et les pertes dans le fer de 11,2 watts par kilowatt, tandis que les pertes correspondantes pour trois transformateurs monophasés sont de 20 et 12,2 watts par kilowatt. Ainsi le rendement du transformateur triphasé est de 97,2 %, et celui de trois transformateurs monophasés est de 96,9 %.

Les résultats d'une série de calculs analogues aux précédents, effectués sur une grande variété de transformateurs de puissances comprises entre 0,75 et 75 kilowatts, ont conduit aux mêmes résultats. On voit que, pour chaque valeur de la puissance à transformer, le transformateur triphasé exige moins de matériaux actifs et présente un meilleur rendement que trois transformateurs monophasés ayant la même puissance totale. Il faut noter, toutefois, qu'un transformateur monophasé de même puissance totale exige beaucoup moins de matériaux et présente un meilleur rendement qu'un transformateur triphasé.

Les considérations précédentes s'appuient sur les phénomènes fondamentaux relatifs à l'établissement des transformateurs, et elles sont indépendantes de la diminution du prix de revient qui accompagne toujours toute augmentation de puissance.

Bien que, en déterminant les dimensions d'une série de transformateurs, les constructeurs établissent chaque unité comme un compromis entre la réalisation d'une grande légèreté et la réalisation d'un bon rendement, tout à fait indépendamment des autres unités de la série, il arrive toujours que le meilleur compromis pour chaque unité est tel que le poids et les pertes par kilowatt vont en diminuant quand la puissance augmente. L'étude d'un grand nombre de séries de transformateurs monophasés existant sur le marché à l'heure actuelle montre que les pertes en watts par kilowatt dans une série quelconque de transformateurs peuvent être exprimées, sans erreur sensible, par l'équation suivante :

$$L = k / W^x,$$

en appelant W la puissance du transformateur, k les pertes en watts par kilowatt pour un transformateur de puissance unité et x un exposant dont la valeur varie légèrement avec la puissance, mais est pratiquement constante entre de larges limites. On a trouvé que, pour presque toutes les séries de transformateurs, à noyaux ou cuirassés, à haute tension ou à basse tension, à fréquence élevée et à basse fréquence, à refroidissement par circulation d'air, à bain d'huile, à refroidissement par circulation d'eau, etc., x a une valeur qui diffère rarement de 0,26 : cette valeur est un peu plus élevée aux faibles puissances et pour de hautes tensions. Ce résultat montre que les pertes dans un transformateur de 3 kilowatts ont pour valeur 0,75 fois la valeur des pertes dans un transformateur de 1 kilowatt de la même série ; les pertes par kilowatt dans un transformateur de 30 kilowatts ont pour valeur 0,75 fois la valeur des pertes dans un transformateur de 10 kilowatts, etc.

Bien que, dans certaines séries de transformateurs, les pertes dans le fer par kilogramme de fer et les pertes dans la bobine par kilogramme de cuivre ne varient d'une façon sensible entre de larges limites de la puissance (c'est-à-dire



que l'induction et la densité de courant ont des valeurs constantes), le rapport du cuivre au fer varie souvent avec les dimensions du transformateur. Ainsi deux transformateurs présentant exactement les mêmes pertes par kilogramme de fer et par kilogramme de cuivre et les mêmes pertes totales par kilowatt peuvent ne pas avoir le même poids par kilowatt. Si les relations ainsi établies sont correctes pour toutes les dimensions de transformateurs, on peut en tirer les conclusions suivantes :

Un transformateur monophasé pèse 25 % de moins que trois transformateurs séparés de même puissance totale ; ses pertes à pleine charge sont inférieures de 25 %. Un transformateur triphasé pèse 16,5 % que trois transformateurs séparés ; ses pertes sont aussi de 16,5 % inférieures. Deux transformateurs connectés en V pèsent exactement le même poids que trois transformateurs monophasés séparés de même puissance totale, les pertes sont aussi égales. Deux transformateurs connectés en T ont un poids total de 5 % inférieur à celui de trois transformateurs séparés groupés en triangle ou en étoile, ou que deux transformateurs connectés en V, les pertes étant aussi de 5 % plus faibles.

Des considérations qui précèdent, on peut conclure que, pour la transformation de courants triphasés, le transformateur triphasé doit être préféré à toute autre combinaison possible. En ce qui concerne le prix de revient et le rendement, deux transformateurs connectés en T doivent être préférés à deux transformateurs connectés en V ou à trois tranformateurs connectés en étoile ou en triangle.

En comparant la connexion en T avec la connexion en étoile ou en triangle, il y a lieu de noter que chaque type de connexion permet d'effectuer la transformation sans distorsion sensible des phases. La connexion en T permet d'atteindre le point neutre aussi bien que la connexion en étoile.

En ce qui concerne la possibilité de maintenir l'équilibre entre les phases, la connexion en T est beaucoup meilleure que la connexion en V. Pour le démarrage de moteurs triphasés à tension réduite, où les transformateurs sont utilisés pendant une courte fraction de temps, la distorsion des phases n'est pas importante, mais, pour un service permanent, la distorsion n'est pas admissible. A ce point de vue, la connexion en T est préférable à la connexion en V et elle peut souvent être préférable à la connexion en étoile ou en triangle.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les réseaux à courant alternatif *(suite)*[1]. — **Lichtenstein.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 7 février 1907.

L'auteur considère ensuite quelques exemples :

1° La boucle ABCD (figure 6) consiste en fils de cuivre de 100 et 50 millimètres carrés de section. L'écartement entre axes des conducteurs est de 5 mètres. La fréquence est de 50 périodes par seconde.

On a :

$$r_2 = 0{,}565 \text{ cm.}; \quad r_3 = 0{,}399 \text{ cm.};$$

$$w_2 = 0{,}174 \text{ ohm/km.}; \quad w_3 = 0{,}348 \text{ ohm/km.};$$

$$\omega = 2\pi f = 314;$$

$$L_2 = 0{,}5 + 2 \log_{nat} \frac{500}{0{,}565}$$

$$= 14{,}08 \text{ cgs.} = 14{,}08 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.};$$

$$L_3 = 0{,}5 + 2 \log_{nat} \frac{500}{0{,}399}$$

$$= 14{,}74 \text{ cgs.} = 14{,}74 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.};$$

$$L_{23} = L_2 + L_3 = 28{,}82 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.};$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{\sqrt{0{,}348^2 + 314^2 \cdot 14{,}74^2 \cdot 10^{-8}}}{\sqrt{0{,}174^2 + 314^2 \cdot 14{,}08^2 \cdot 10^{-8}}}$$

$$= \frac{\sqrt{0{,}3364}}{\sqrt{0{,}2256}} = 1{,}22;$$

$$p = \frac{J_{2\,eff} \cdot w_2}{J_{3\,eff} \cdot w_3} = 0{,}61;$$

$$J_{2\,eff} = \frac{\sqrt{w_3^2 + \omega^2 L_3^2}}{\sqrt{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}} \cdot J_{1\,eff}$$

$$= \frac{\sqrt{0{,}348^2 + 314^2 \cdot 14{,}74^2 \cdot 10^{-8}}}{\sqrt{0{,}522^2 + 314^2 \cdot 28{,}82^2 \cdot 10^{-8}}} \cdot J_{1\,eff};$$

$$J_{2\,eff} = 0{,}556 J_{1\,eff};$$

$$J_{3\,eff} = \frac{J_{2\,eff}}{1{,}22} = 0{,}446 J_{1\,eff};$$

$$J_{2\,eff} + J_{3\,eff} = 1{,}002 J_{1\,eff}$$

[1] *Eclairage Electrique*, t. L, 16 mars 1907, p. 392.

Cette équation montre déjà que le déphasage des courants J_2 et J_1 est faible. On tire de l'équation (20) la valeur :

$$\operatorname{tg}\varphi = -\omega \cdot \frac{WL_3 - w_3L_{23}}{w_3W + \omega^2L_3L_{23}}$$

$$= -314 \cdot \frac{(0{,}522 \cdot 14{,}74 - 0{,}348 \cdot 28{,}22)\,10^{-4}}{0{,}348 \cdot 0{,}522 + \overline{314}^2 \cdot 10^{-8} \cdot 14{,}74 \cdot 28{,}82} = 0{,}122\,;$$

$$\varphi = 6°57'\,; \qquad \cos\varphi = 0{,}993.$$

L'énergie convertie en chaleur par kilomètre de longueur et par 100 ampères de courant total a pour valeur :

$$A = w_2 J^2_{2\,eff} + w_3 \cdot J^2_{3\,eff}$$

$$= 0{,}174 \cdot \overline{55{,}6}^2 + 0{,}348 \cdot \overline{44{,}6}^2 = 1\,230 \text{ watts.}$$

Pour du courant continu, on aurait :

$$J'_2 : J'_3 = 0{,}348 : 0{,}174 = 2 : 1\,;$$

$$J'_2 = 66{,}7 \text{ amp.}\,; \qquad J'_3 = 33{,}3 \text{ amp.}\,;$$

$$A' = w_2 \cdot J'^2_2 + w_3 \cdot J'^2_3 = 1\,162 \text{ watts.}$$

La consommation d'énergie est donc de 5,85 % plus grande dans le cas du courant alternatif que dans le cas du courant continu. Le conducteur (3) transporte 34 % de courant de plus dans le cas du courant alternatif que dans le cas du courant continu.

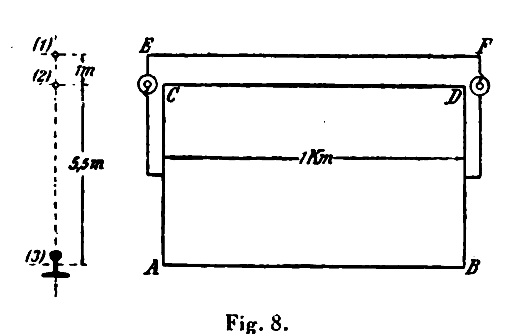


Fig. 8.

2° L'auteur considère la disposition ABCDEF (figure 8). AB est un rail de voie ferrée, CD et EF sont des conducteurs en cuivre de 100 millimètres carrés de section. Les rayons des conducteurs ont les valeurs suivantes :

$$r_1 = r_2 = 0{,}565 \text{ cm.}\,;$$

$$d_{12} = 1 \text{ m.}\,; \qquad d_{13} = 6{,}5 \text{ m.}\,; \qquad d_{23} = 5{,}5 \text{ m.}\,;$$

$$w_1 = w_2 = 0{,}174 \text{ ohm/km.}\,;$$

$$\mu_1 = \mu_2 = 1.$$

Pour la résistance à courant alternatif du rail, y compris les éclisses, les mesures ont donné, pour une fréquence de 27 périodes par seconde, la valeur :

$$w_3 = 0{,}125 \text{ ohm par kilomètre.}$$

Dans le cas considéré, on trouve, en adoptant la valeur de μ_3 obtenue expérimentalement :

$$L_3 = 14{,}24 \text{ cgs.} = 14{,}24 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L_2 = 14{,}8 \text{ cgs.} = 14{,}8 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L_1 = 3{,}73 \text{ cgs.} = 3{,}74 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L' = L_1 + L_3 = 17{,}98 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L'' = -L_1 + L_3 = 11{,}06 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$\omega = 2\pi\sim = 170 \frac{1}{\text{sek}}\,;$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{\sqrt{\overline{0{,}125}^2 + \overline{170}^2 \cdot \overline{17{,}98}^2 \cdot 10^{-8}}}{\sqrt{\overline{0{,}174}^2 + \overline{170}^2 \cdot \overline{11{,}06}^2 \cdot 10^{-8}}} = \frac{\sqrt{0{,}10964}}{\sqrt{0{,}0657}} = 1{,}29\,;$$

$$p = \frac{J_{2\,eff} \cdot w_2}{J_{3\,eff} \cdot w_3} = 1{,}79.$$

La mesure directe a donné pour p la valeur $p = 1{,}72$. La concordance est donc bonne.

3° L'auteur considère une boucle formée d'un rail et d'un conducteur de cuivre placé parallèlement à ce rail (figure 9). Les sections et les résistances sont les mêmes que dans l'exemple 2.

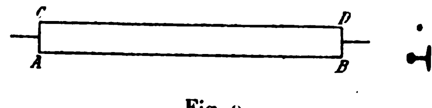


Fig. 9.

La fréquence a pour valeur 25 périodes par seconde. On suppose :

$$d_{12} = d_{13}\,; \qquad d_{23} = 5 \text{ cm.},$$

et l'on obtient les valeurs :

$$L_2 = \frac{1}{2} + 2 \log_{nat} \frac{5}{0{,}565} = 4{,}86 \text{ cgs.} = 4{,}86 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L_3 = 5{,}36 \text{ cgs.} = 5{,}36 \cdot 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$\frac{J_{2\,eff}}{J_{3\,eff}} = \frac{\sqrt{\overline{0{,}125}^2 + \overline{157}^2 \cdot \overline{5{,}36}^2 \cdot 10^{-8}}}{\sqrt{\overline{0{,}174}^2 + \overline{157}^2 \cdot \overline{4{,}86}^2 \cdot 10^{-8}}} = \frac{\sqrt{0{,}0228}}{\sqrt{0{,}0362}} = 0{,}794\,;$$

$$p = \frac{J_{2\,eff} \cdot w_2}{J_{3\,eff} \cdot w_3} = 1{,}105.$$

Le conducteur de cuivre porte, pour une fréquence de 25 périodes par seconde, 10 % de courant de plus, en chiffres ronds, que la loi d'Ohm ne l'exigerait.

4° La boucle ABCD (figure 6) consiste en une barre d'acier de 72 millimètres de diamètre et un conducteur de cuivre de 100 millimètres carrés. La fréquence a pour valeur 25 périodes par seconde. On a les données suivantes :

$$r_2 = 0{,}565\,; \quad r_3 = 3{,}6 \text{ cm.}\,; \quad d_{23} = 5 \text{ cm.}$$

Pour μ on introduit la valeur 55.

$$w_2 = 0{,}174 \text{ ohm/km.}\,; \quad w_3 = 0{,}37 \text{ ohm/km.}\,;$$

$$L_2 = \frac{1}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{5}{0{,}565} = 4{,}86 \text{ cgs.}$$

$$= 4{,}86 \,.\, 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$L_3 = \frac{55}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{5}{3{,}6} = 28{,}20 \text{ cgs.}$$

$$= 28{,}20 \,.\, 10^{-4} \text{ henry/km.}\,;$$

$$\frac{J_{2\,\text{eff}}}{J_{3\,\text{eff}}} = \frac{\sqrt{0{,}37^2 + 157^2 \,.\, 28{,}2^2 \,.\, 10^{-8}}}{\sqrt{0{,}174^2 + 157^2 \,.\, 4{,}86^2 \,.\, 10^{-8}}}$$

$$= \frac{\sqrt{0{,}3348}}{\sqrt{0{,}0362}} = 3{,}04\,;$$

$$p = \frac{J_{2\,\text{eff}} \,.\, w_2}{J_{3\,\text{eff}} \,.\, w_3} = 1{,}45.$$

Le conducteur de cuivre porte 45 % de plus de courant que dans le cas du courant continu (en prenant pour base les résistances à courant alternatif.

5° Dans une installation de traction à courant monophasé, le courant retourne à l'usine par les rails de roulement et par une voie parallèle située à une grande distance (figure 10). On cherche à déterminer quelle est la portion du courant total qui passe par les rails de la deuxième voie.

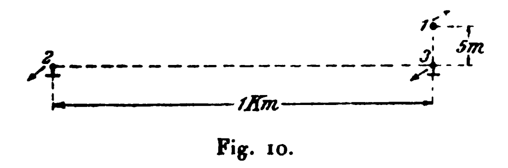


Fig. 10.

Pour simplifier, l'auteur admet que les deux conducteurs de retour consistent en un seul rail et que la longueur de la boucle considérée est assez grande pour que l'on puisse négliger l'influence des sections AC et BD. On admet les conditions suivantes :

Le conducteur 1 a une section de 100 millimètres carrés ; $r_1 = 0{,}565$ ohm ; $w_1 = 0{,}174$ ohm par kilomètre. La résistance à courant alternatif des rails (2) et (3), y compris les éclisses, a pour valeur, pour une fréquence de 25 périodes par seconde :

$$w_2 = w_3 = 0{,}125 \text{ ohm par kilomètre.}$$

$$W = w_2 + w_3 = 0{,}250 \text{ ohm par kilomètre}$$

$$d_{13} = 500 \text{ cm.}\,; \quad d_{12} = d_{23} = 1 \text{ km.} = 105 \text{ cm.}$$

$$L_{23} = \frac{\mu_2}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{d_{23}^2}{r_2 r_3} = 50 \text{ c. g. s.}$$

$$= 50 \,.\, 10^{-4} \text{ henry par kilomètre}$$

$$L' = \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{d_{13} \,.\, d_{32}}{d_{12} \,.\, r_2} = 14{,}54 \text{ c. g. s.}$$

$$= 14{,}54\ 10^{-4} \text{ henry/km.}$$

$$J_{2\,\text{eff}}^2 = \frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} J_{1\,\text{eff}}^2$$

$$J_{2\,\text{eff}} = 0{,}317 J_{1\,\text{eff}}$$

$$J_{3\,\text{eff}}^2 = \frac{w_2^2 + \omega^2 L''^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} J_{2\,\text{eff}}^2$$

$$L' = \frac{\mu_2}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{d_{32} d_{12}}{d_{13} r_2} = 35{,}7 \text{ c. g. s.}$$

$$= 35{,}7 \,.\, 10^{-4} \text{ henry/km.}$$

$$J_{2\,\text{eff}} = 0{,}698 J_{1\,\text{eff}}$$

$$J_{2\,\text{eff}} + J_{3\,\text{eff}} = 1{,}015 J_{1\,\text{eff}}.$$

Le déphasage des deux courants partiels est faible dans les deux cas étudiés. Comme l'on voit, on a :

$$J_{2\,\text{eff}} / J_{3\,\text{eff}} = 0{,}454.$$

Dans le cas du courant continu, on avait trouvé :

$$J_{2\,\text{eff}} / J_{3\,\text{eff}} = 1\,; \quad J_{2\,\text{eff}} = 0{,}5 J_{1\,\text{eff}}.$$

La dérivation ne porte, dans le cas du courant alternatif, que 63,4 % de l'intensité de courant qu'elle aurait portée dans le cas du courant continu.

L'auteur résout le dernier problème traité en supposant que la distance des deux voies reliées en parallèle d_{23} n'est que de 15 mètres. La fréquence a toujours pour valeur 25 périodes par seconde. On trouve :

$$L_{23} = \frac{\mu_1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{\text{nat}} \frac{d_{23}^2}{r_2 \,.\, r_3} = 33{,}5 \text{ c. g. s.}$$

$$= 33{,}5 \,.\, 10^{-4} \text{ henry par kilomètre}$$

$$d_{12} = 15{,}8 \text{ mètres}$$

$$L' = \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{13} \cdot d_{23}}{d_{12} r_2} = 14{,}42 \text{ c. g. s.}$$

$$= 14{,}42\ 10^{-4} \text{ henry/km.}$$

$$J^2_{2\,eff} = \frac{0{,}125^2 + 157^2 \cdot 14{,}42^2 \cdot 10^{-8}}{0{,}250^2 + 157^2 \cdot 33{,}5^2 \cdot 10^{-8}} J^2_{1\,eff}$$

$$J_{2\,eff} = 0{,}443 J_{1\,eff}$$

$$L'' = \frac{\mu_2}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{32} d_{12}}{d_{13} r_2} = 19{,}04 \text{ c. g. s.}$$

$$= 19{,}04 \cdot 10^{-4} \text{ henry/kilomètre}$$

$$J^2_{3\,eff} = \frac{0{,}125^2 + 157^2 \cdot 19{,}04^2 \cdot 10^{-8}}{0{,}250^2 + 157^2 \cdot 33{,}5^2 \cdot 10^{-8}} J^2_{1\,eff}$$

$$J_{3\,eff} = 0{,}558 J_{1\,eff}.$$

On a ici encore avec une grande approximation :

$$J_{2\,eff} + J_{3\,eff} = J_{1\,eff}.$$

Pour le cas du courant continu, on aurait :

$$J_{2\,eff} = 0{,}5 J_{1\,eff}.$$

L'écart est de 11 % en chiffres ronds.

Dans les installations de traction électrique, le retour du courant s'effectue souvent par une série de rails groupés en parallèle. Du dernier calcul effectué, il résulte que les rails servant au retour du courant avec les rails de roulement portent moins de courant que la voie de roulement elle-même. La différence atteint 11 % dans le cas précédent. Il faut en tenir compte dans le calcul de la chute de tension. Pour déterminer les valeurs exactes des courants dans tous les rails d'une installation de traction par courants polyphasés, il faudrait résoudre le problème plus général de la répartition multiple du courant.

(A suivre.) B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

Sur la production d'oscillations entretenues dans l'arc chantant de Duddell-Poulsen *(fin)* [1]. — **J. Sahulka.** — *Elektrotechnick und Maschinenbau*, 3 février 1907.

La fréquence du courant de haute fréquence qui se produit ne dépend pas seulement de la capacité et de la self-induction du circuit oscillant, car une partie de ce courant passe par le circuit à courant continu. Il faut faire attention que la self-induction contenue dans ce circuit abaisse la valeur de la fréquence. Plus la longueur de l'arc est faible, plus sa résistance est faible, et plus est faible l'influence de la self-induction contenue dans le circuit à courant continu. Quand la longueur de l'arc diminue, la fréquence du courant de haute fréquence doit donc augmenter, toutes autres conditions restant les mêmes. Si l'on augmente l'intensité du courant d'alimentation en diminuant la résistance dans le circuit de la source à courant continu, la résistance de l'arc diminue aussi et, avec elle, l'influence de la self-induction dans le circuit à courant continu : la fréquence doit donc croître dans ce cas. La fréquence du courant oscillant doit aussi être influencée par la résistance ohmique du circuit oscillant, car cette fréquence doit résulter des conditions électriques du circuit oscillant. Comme dans le cas de la production d'oscillations amorties, la résistance ohmique du circuit abaisse d'une certaine quantité la fréquence du courant oscillant, à cause de son action amortissante. La formule de Thomson ne donne que des résultats approximatifs par suite de cette action. Les résultats obtenus par Simon dans ses études sur l'arc chantant peuvent être aussi expliqués par l'action amortissante de la résistance ohmique du circuit oscillant.

La tension alternative qui se superpose dans l'arc à la différence de potentiel continue peut avoir une amplitude supérieure à la valeur de cette dernière. Ce fait a été mis en évidence dans des expériences faites par l'auteur sur l'arc à haute fréquence ; ces expériences ont montré que les tensions de grande fréquence doivent avoir une forme de courbe très pointue. Si la valeur maxima de la tension alternative à l'arc dépasse la valeur de la différence de potentiel continue, le courant dans l'arc doit avoir, pendant une partie de la période du courant oscillant, une direction opposée au sens des flèches 1, c'est-à-dire une direction concordant avec le sens des flèches 2. Dans le circuit oscillant circule pendant ce temps un courant dans la direction de la flèche 2 ; celui-ci se compose du courant passant par l'arc et d'un courant fourni par la source à courant continu dans la direction de la flèche 1. Suivant l'intensité du courant oscillant utilisé, le courant dans l'arc peut ou bien être pulsatoire,

[1] *Eclairage Electrique*, t. L, 16 mars 1907, p. 396.

ou bien changer de signe. Simon n'a observé avec l'oscillographe que des variations du courant dans l'arc : l'auteur estime que ce n'est là qu'un cas tout à fait spécial ; il doute, d'ailleurs, qu'un oscillographe puisse indiquer d'une façon rigoureuse les amplitudes d'un courant de haute fréquence.

Les différences de potentiel qui se produisent dans le circuit oscillant aux bornes du condensateur et de la résistance inductive et qui correspondent à la tension alternative produite par l'arc, peuvent, comme dans le cas de courants de basse fréquence, atteindre par suite de la résonance une valeur bien supérieure à la tension alternative aux bornes de l'arc. Ce fait a été confirmé par les expériences de l'auteur sur l'arc à haute fréquence. Plus est faible la résistance ohmique du circuit oscillant, plus est grande l'élévation de la tension alternative au condensateur et la résistance inductive. Entre les armatures du condensateur, il doit exister en outre la même différence de potentiel continue qu'entre les bornes de l'arc.

La figure 2 représente un diagramme polaire qui se rapporte au courant de haute fréquence produit dans un circuit oscillant branché en dérivation aux bornes d'un arc à courant continu. Aux bornes de l'arc, il existe, pendant la production du courant de haute fréquence, une différence de potentiel continue e_1 mesurable au moyen d'un appareil de Desprez. Sur la figure 2, la différence de potentiel est représentée par un vecteur AO qu'il ne faut pas faire tourner. La tension alternative aux bornes de l'arc, qui correspond au courant de haute fréquence, est représentée par le vecteur tournant OC. La différence de potentiel à l'arc varie entre les limites AB_1 et AB_2. Si OC est plus grand que OA, il se produit des inversions du courant et de la différence de potentiel. Si l'on désigne par e_2 la valeur efficace correspondant à la tension alternative à l'arc, et par e la valeur efficace de la différence de potentiel résultante, on a la relation :

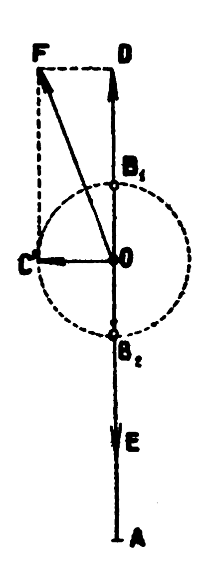


Fig. 2.

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_2^2}.$$

La valeur de e peut être déterminée au moyen d'un voltmètre électrostatique : on peut donc en déduire e_2. Le courant qui se produit dans le circuit oscillant coïncide à peu près en phase avec la tension alternative, car la fréquence du courant oscillant correspond à peu près à la formule de Thomson et les réactances de self-induction et de capacité se compensent à peu près dans le circuit oscillant.

Le courant dans le circuit oscillant devrait être représenté par un vecteur OC. La valeur efficace i_2 de ce courant peut être mesurée au moyen d'un appareil thermique. Dans le circuit oscillant, il se produit encore, par suite des réactances de self-induction et de capacité, des tensions alternatives égales et déphasées de 180°, qui sont représentées par les vecteurs OD et OE perpendiculaires à OC. La tension OE apparaît au condensateur, la différence de potentiel OD correspond à la résistance ohmique dans le circuit oscillant. Les vecteurs OD et OE peuvent, comme dans le cas de courants à basse fréquence, être beaucoup plus grands que OC. Entre les armatures du condensateur il existe, outre la tension alternative OE, la différence de potentiel continue e_1. Si l'on désigne par ε la valeur efficace de la différence de potentiel résultante aux bornes du condensateur, et par ε_2 la valeur efficace de la tension alternative, on a :

$$\varepsilon = \sqrt{e_1^2 + \varepsilon_2^2}.$$

La valeur de ε pouvant être déterminée au moyen d'un voltmètre électrostatique, on peut calculer ε_2. Si la capacité C du condensateur est connue, on peut déduire la valeur de la fréquence des valeurs de ε_2, i_2 et C.

Entre les extrémités de la résistance inductive contenue dans le circuit oscillant, il existe une différence de potentiel composée des vecteurs OC et OD : la valeur efficace de cette différence de potentiel est :

$$\varepsilon = \sqrt{e_2^2 + \varepsilon_2^2}.$$

L'auteur termine en indiquant deux phénomènes qu'il a observés dans ses expériences. Quand le courant de haute fréquence était produit au moyen d'un arc à courant continu jaillissant entre un charbon homogène et un tube de cuivre refroidi dans une atmosphère de gaz d'éclai-

rage, on pouvait, une fois le circuit oscillant excité, augmenter la résistance ohmique de ce circuit jusqu'à la valeur de 10 ohms, tandis que, quand on avait interrompu le courant et qu'on le rétablissait, le courant de haute fréquence ne se produisait que si la résistance du circuit oscillant avait une valeur bien inférieure (inférieure à 4 ohms). La valeur limite de la résistance dépend du fait que le circuit oscillant a déjà, ou non, été mis en vibration.

L'auteur a observé en outre, en disposant une bobine secondaire sur la bobine de self-induction intercalée dans le circuit à courant continu, que la tension à haute fréquence induite présentait de très fortes variations. Il a attribué ce phénomène au fait que la décharge du condensateur à travers le circuit à courant continu donne lieu à une fréquence différente de celle produite par la décharge dans l'arc placé en dérivation. L'auteur voit là la cause principale des perturbations que l'on constate dans la production du courant à haute fréquence. On peut, à son avis, éviter cet inconvénient en choisissant une faible valeur de la self-inductance dans le circuit à courant continu et en intercalant en série sur l'arc, dans la branche dérivée, une petite self-inductance calculée de façon que la décharge du condensateur à travers l'arc et la décharge à travers le circuit à courant continu correspondent à la même fréquence. La résistance ohmique dans le circuit à courant continu doit toujours avoir une valeur élevée pour qu'il se produise de fortes variations de tension aux bornes de l'arc : il ne passe dans le circuit à courant continu qu'une faible partie du courant de haute fréquence. Quand une bobine de self-induction particulière est introduite dans le circuit à courant continu, on peut disposer un circuit secondaire commun sur cette bobine et sur celle qui est intercalée dans la branche de l'arc. L'égalisation des fréquences peut encore être obtenue par l'adjonction d'un condensateur en parallèle avec la bobine de self-induction intercalée dans le circuit à courant continu : la capacité de ce condensateur est choisie de façon que la fréquence ait la même valeur dans les deux branches : on peut encore disposer autour des deux bobines un circuit secondaire commun relié d'une part à une antenne et d'autre part à la terre.

R. V.

ÉCLAIRAGE

***Lampe à incandescence à filament de titane.* — J. A. Heany.**

L'inventeur emploie un filament de lampe à incandescence en titane pur, présentant un point de fusion très élevé et une bonne conductibilité électrique : ce filament est stable à des températures auxquelles un filament de carbone ou un filament de carbure de titane se désagrège rapidement. Les propriétés émissives du filament sont dues à la nature homogène du titane : le filament est préparé au moyen d'un composé de titane que l'on fait traverser par un courant électrique dans le vide de façon à réduire le métal à l'état de pureté.

L'inventeur revendique aussi dans son brevet (Brevet américain de décembre 1904) l'application de ce procédé à la fabrication de filaments en métaux réfractaires très purs, tels que le tungstène, le titane, le zircone, ou en alliages de deux ou plusieurs de ces métaux, ou en chrome pur, en molybdène, en thorium, en manganèse, ou en alliages de ces métaux.

Ces filaments sont ductiles et sont capables de résister à une température beaucoup plus élevée que les filaments en carbone ou en carbure de ces métaux, et présentent une consommation spécifique remarquablement faible : ils ont en outre des propriétés de radiation sélective.

Comme exemple du procédé employé, l'inventeur indique la fabrication suivante. On prépare des nitrures de titane en chauffant du bioxyde pur de titane dans du gaz ammoniaque pur. Le nitrure est mélangé avec une faible proportion d'eau et de paraffine et est chauffé jusqu'à ce que l'eau ou la paraffine soit éliminée : ensuite on traite le filament par un courant électrique dans le vide et porté à une température suffisante pour décomposer le nitrure : on obtient ainsi un filament dense homogène en titane pur. On peut encore employer le titane pur réduit en fine poudre, en faire une masse plastique avec un lubréfiant convenable, tel que de l'eau ou de la paraffine, chauffer cette masse pour enlever toute trace du lubréfiant, et y faire passer un courant électrique dans le vide. On peut encore transformer en colloïde du bioxyde de titane, le mouler, le sécher et le chauffer dans de l'hydrogène pur pour le réduire sous forme de métal.

La moindre trace de carbone ou d'un métal facilement fusible tel que le platine suffit pour rendre le filament inutilisable en pratique.

R. R.

Sur la détermination de l'intensité horizontale moyenne de lampes à incandescence. — **F. Uppenborn.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 14 et 21 février 1907.

Pour déterminer l'intensité lumineuse horizontale moyenne de lampes à incandescence, on emploie actuellement, en général, les quatre méthodes suivantes :

1° Méthode de mesure directe ;

2° Méthode des miroirs d'angle de l'Union des électrotechniciens allemands ;

3° Méthode des miroirs d'angle de Siemens et Halske ;

4° Méthode de rotation.

Dans ce qui suit l'auteur étudie ces quatre méthodes et indique leurs avantages et leurs inconvénients.

1° *Méthode de la mesure directe.* — La méthode primitivement employée, à laquelle on revient toujours comme base de comparaison, est la méthode de la mesure directe. Pour utiliser cette méthode, on place les lampes verticalement sur un support muni d'une division angulaire et on fait des mesures photométriques pour 36 positions successives différant de 10° les unes des autres. L'auteur a appliqué cette méthode dans des mesures comparatives et a trouvé les résultats du tableau I.

TABLEAU I

Intensité lumineuse horizontale moyenne et forme de filament des lampes étudiées.

LAMPE N°	TENSION VOLTS	NOMBRE DE BOUCLES DU FILAMENT	HAUTEUR DU FILAMENT EN MM.	DIAMÈTRE MAXIMUM DE LA BOUCLE		SUPPORTS DU FILAMENT	INTENSITÉ LUMINEUSE HORIZONTALE MOYENNE
				vertical mm.	horizontal mm.		
I	110	1	50	34	15	un en bas	18,35 b.
II	110	1	50	35	16	—	17,76
III	110	1	65	40	25	aucun	37,61
IV	110	1	65	38	24	aucun	35,42
V	220	2	65	47	26	deux en bas	31,87
VI	220	2	70	50	27	—	35,58
VII	220	2	68	30	20	—	20,79
VIII	220	2	47	28	18	—	16,27

Cette méthode prend beaucoup de temps, c'est pour cette raison qu'on l'a remplacée par d'autres.

2° *Méthode du miroir d'angle de l'Union des électrotechniciens allemands.* — Dans cette méthode, on emploie un banc photométrique gradué en bougies sur lequel la division correspondant à 10 bougies est située à 1 mètre de l'origine de la graduation. La relation entre l'intensité lumineuse J et la distance correspondante exprimée en centimètres de l'origine est donnée par les relations :

$$r = 100\sqrt{J/10} \qquad J = r^2/1\,000$$

en supposant que l'éclairement de l'écran du photomètre ait toujours la même valeur.

Au-dessus de l'origine de la graduation est disposé verticalement un miroir d'angle de dimensions déterminées, à 9 centimètres duquel est placée la lampe étalon d'intensité lumineuse horizontale connue. Le photomètre est amené sur la division correspondant à cette intensité lumineuse horizontale et est rigidement lié à la lampe intermédiaire, à une distance comprise entre 54 et 66 centimètres. Ensuite la lampe intermédiaire est étalonnée, c'est-à-dire qu'on modifie sa tension de telle façon que les deux côtés de l'écran photométrique présentant le même éclairement. Cette valeur de la tension doit être conservée pendant toute la série de mesures. La lampe étalon est alors remplacée par la lampe à essayer, dont la tension est maintenue invariable, et l'on déplace le photomètre avec la lampe intermédiaire, jusqu'à ce que les deux côtés de



l'écran présentent à nouveau le même éclairement. Quand il en est ainsi, on peut lire directement sous la marque du photomètre l'intensité lumineuse horizontale moyenne cherchée. On effectue ainsi la mesure de l'intensité lumineuse. Pour faire la mesure de la tension pour laquelle la lampe essayée présente une intensité lumineuse horizontale moyenne déterminée, 16 bougies par exemple, on étalonne comme précédemment la lampe intermédiaire, on remplace la lampe étalon par la lampe à essayer, et, sans modifier les jonctions entre le photomètre et la lampe intermédiaire, on place le photomètre sur la division correspondant à l'intensité lumineuse horizontale souhaitée. On règle alors la tension de la lampe étudiée de telle manière que l'éclairement ait la même valeur sur les deux côtés de l'écran. La tension ainsi déterminée est celle que l'on cherche.

Cette méthode est commode. Un grave inconvénient réside dans la nécessité d'une jonction invariable entre le photomètre et la lampe de comparaison. L'auteur a fait une série d'essais pour déterminer l'exactitude de la méthode : les résultats des essais sont donnés par le tableau II.

TABLEAU II

Méthode de l'Union des Électrotechniciens allemands.

ESSAI	LAMPE ESSAYÉE			LAMPE ÉTALON			ÉTALONNAGE DE LA LAMPE INTERMÉDIAIRE		ESSAI DE L'INTENSITÉ LUMINEUSE			ESSAI DE TENSION		
	n°	Volts.	Bougies.	n°	Volts.	Bougies.	Division du photomètre.	Tension de la lampe.	Division du photomètre.	Intensité lumineuse de la lampe essayée.	Erreur %.	Division du photomètre.	Tension de la lampe.	Erreur %.
1 a	II	110	17,76	I	110	18,35	135,5	101,1	133,0	17,69	— 0,39	133,2	110,0	± 0,00
1 b	I	110	18,35	II	110	17,76	133,2	101,0	135,6	18,37	+ 0,11	135,5	110,0	± 0,00
2 a	III	110	37,61	IV	110	35,42	188,2	98,3	191,0	36,50	— 0,29	194,0	110,5	+ 0,45
2 b	IV	110	35,42	III	110	37,61	194,0	98,1	189,0	35,70	+ 0,79	188,2	110,0	± 0,00
3 a	VI	220	35,58	V	220	31,87	178,5	97,2	187,7	35,26	— 0,90	188,6	220,0	± 0,00
3 b	V	220	31,87	VI	220	35,58	188,6	97,1	179,6	32,25	+ 1,19	178,5	220,0	± 0,00
4 a	VIII	220	16,27	VII	220	20,79	144,2	98,2	127,0	16,13	— 0,86	127,6	220,6	+ 0,27
4 b	VII	220	20,79	VIII	220	16,27	127,6	98,0	141,8	20,10	— 3,32	144,2	221,4	+ 0,64
5 a	II	110	17,76	VIII	220	16,27	127,6	97,9	133,5	17,81	+ 0,28	133,2	109,9	— 0,09
5 b	VIII	220	16,27	II	110	17,76	133,2	97,8	128,5	16,51	+ 1,47	127,6	219,2	— 0,36
6 a	II	110	17,76	VI	220	35,58	188,6	97,4	135,5	18,36	+ 3,38	133,2	219,0	— 0,45
6 b	VI	220	35,58	II	110	17,76	133,2	97,8	186,8	34,9	— 1,91	188,6	220,4	+ 0,18

En examinant les valeurs des erreurs commises dans les deux essais, on voit que d'une façon générale, les écarts sont d'autant plus grands que les deux lampesdiffèrent plus d'intensité lumineuse ou de formedu filament ou des deux. Mais quand on compare entre elles des lampes de même intensité lumineuse et de même forme de filaments, la méthode présente une exactitude suffisante. Elle peut être considérée comme pratiquement utilisable.

(A suivre.) E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOUET.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

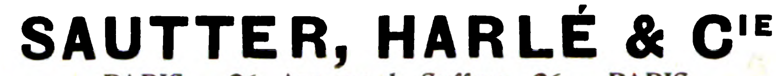
Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

RÉDACTION ET ADMINISTRATION : 40, RUE DES ÉCOLES, PARIS, Ve. — TÉLÉPHONE 823-56
CH. COINTE, DIRECTEUR

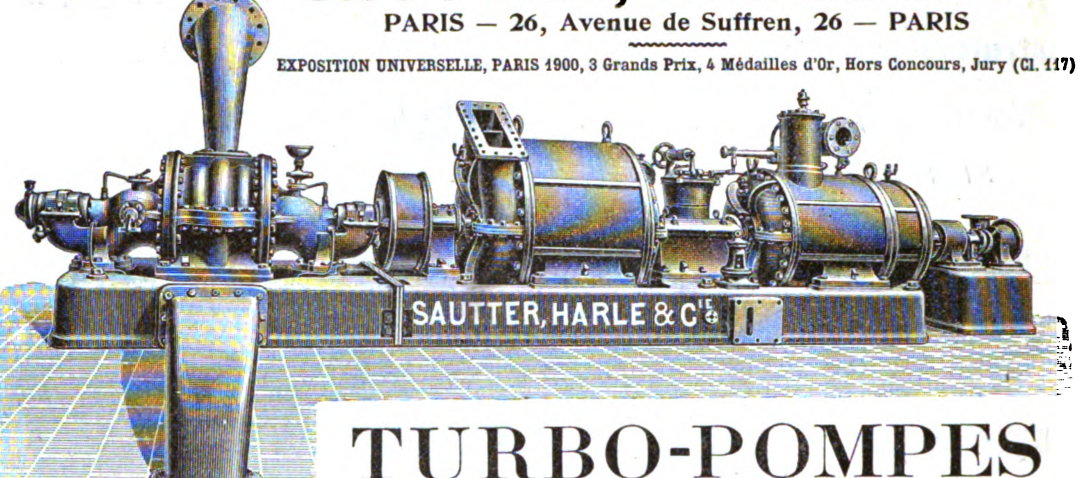
Abonnements : FRANCE et ALGÉRIE : **50** francs. — UNION POSTALE : **60** francs
Le Numéro : 1 fr. 50



SAUTTER, HARLÉ & Cie

PARIS — 26, Avenue de Suffren, 26 — PARIS

EXPOSITION UNIVERSELLE, PARIS 1900, 3 Grands Prix, 4 Médailles d'Or, Hors Concours, Jury (Cl. 117)



TURBO-POMPES

Système RATEAU, Bté S. G. D. G.

ROULEMENTS A BILLES D. F. W.

(Brevetés S. G. D. G.)

Butées à Billes D.F.W.

Billes en acier bronze aluminium D.F.W.

PALIERS DE TRANSMISSION

avec roulements à billes **D. W. F.**

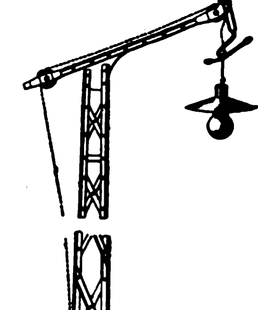
Pour toutes applications,

Demander circulaire n° 200

CROCHETS de SUSPENSION (Brevetés S.G.D.G.

Sécurité
Même en cas de rupture du câble la lampe reste accrochée.

Économie
La fatigue des câbles étant diminuée, ceux-ci peuvent être choisis plus faibles pour lampes à arcs.



Solidité
La simplicite de l'appareil le met à l'abri de tout accident, et son fonctionnement est absolument certain.

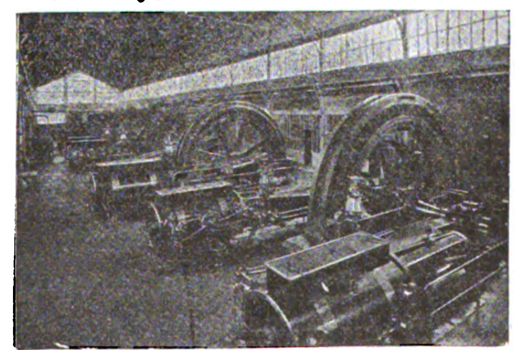
GLAENZER & Cie, 35, Boulevard de Strasbourg, 35, PARIS

Maison JOSEPH FARCOT fondée en 1823

FARCOT FRÈRES & Cie

Adr. Télégr. FARCOT, Saint-Ouen-sur-Seine

1900: QUATRE GRANDS PRIX



Usine du Secteur des Champs-Élysées.

1889 HORS CONCOURS
Adresse télégraphique
FARCOT, Saint-Ouen-sur-Seine

St-OUEN-PARIS

DYNAMOS et MOTEURS

A courant continu et alternatif pour toutes applications

ÉCLAIRAGE - TRANSPORT DE FORCE

MACHINES A VAPEUR

GÉNÉRATEURS semitubulaires, multitubulaires, multibouilleurs

Appareils de Levage de tous genres et de toutes puissances.

POMPES centrifuges et à piston



Tome L. **Samedi 30 Mars 1907.** **14e Année. — N° 13.**

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

PRÉDÉTERMINATION DES AMPÈRE-TOURS D'ENTREFER DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

Nous envisageons, dans les déterminations qui font l'objet de cette étude, le type de construction adopté généralement aujourd'hui pour les génératrices de courant continu ou alternatif, où l'induit est muni d'encoches ouvertes et l'inducteur de pôles saillants alternés.

Les ampère-tours d'entrefer constituent le terme le plus important des ampère-tours d'excitation à vide. En effet, en cet état de fonctionnement, à la tension normale, du moins dans les alternateurs, les dents ne sont pas encore très saturées, afin de réduire les pertes à vide, non plus que les noyaux des inducteurs, afin que la machine soit susceptible de surcharge. Dans les dynamos, il n'en est pas toujours de même, mais l'influence du terme AW_e sur les ampère-tours d'excitation n'en est pas moins prépondérante. Remarquons en outre, que le seul changement important et relativement simple, que l'on puisse apporter à une machine déjà construite pour en corriger ou en modifier les propriétés, est une variation de la longueur d'entrefer, soit par remise au tour, soit par interposition de tôles sous les pôles. Dans ce cas, on est en possession de la caractéristique initiale, et l'on sait que les termes difficilement déterminables, dépendant des propriétés du matériel, de la dispersion, etc. ne changeront pas. On peut donc et l'on doit exiger une prédétermination quasi exacte de la modification que l'on apporte à la machine

Une étude approfondie de cette question nous semble donc présenter quelque intérêt et quelque utilité, d'autant plus que l'expérience peut ici sans ambiguïté servir de criterium aux résultats théoriques, les ampère-tours d'entrefer étant donnés directement par la tan-



gente à l'origine de la caractéristique à vide des génératrices, tangente qui se confond, aux très basses saturations, avec la courbe même (¹).

Pour un induit lisse, la formule théorique :

$$AW_{\varrho} = 0{,}8 B_{\varrho} \delta \qquad (1)$$

où δ désigne la longueur d'entrefer simple, AW_{ϱ} les AT d'entrefer par pôle, B_{ϱ} l'induction d'entrefer pour un flux de force par pôle Φ, est directement applicable.

$$B_{\varrho} = \frac{\Phi}{b_i l_i} \qquad (2)$$

b_i est la largeur effective des pièces polaires, en tenant compte des flux latéraux : on trace aux deux extrémités du profil les tubes de force supposés ; soit b_x la largeur moyenne d'un de ces tubes, δ_x la longueur d'entrefer correspondante, b étant la largeur correspondant à l'entrefer constant δ, on a :

$$b_i = b + 2\delta \Sigma \frac{b_x}{\delta_x}; \qquad (3)$$

l_i est la longueur effective des pièces polaires obtenue comme ci-dessus, à l'aide du tracé au jugé des flux latéraux et en tenant compte de la striction due aux canaux de ventilation.

La question se complique dès que l'induit est pourvu d'encoches ouvertes d'après le profil de la figure 1.

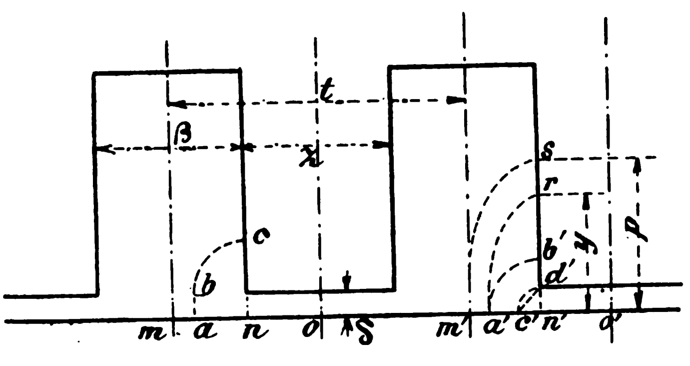


Fig. 1

Tout d'abord la réluctance, dans ce cas, est généralement variable d'après la position relative des pôles et de l'induit, le nombre de dents en face de la pièce polaire pouvant varier, dans le cas le plus défavorable, d'une unité entre deux positions voisines de la pièce polaire. Il faut donc supposer une réluctance moyenne, auquel cas on peut écrire la relation suivante entre le flux moyen par pôle et le flux partiel $2\Phi_1$, passant par une dent et l'encoche voisine lorsque celles-ci se trouvent entièrement engagées dans la largeur polaire (fig. 1) :

$$\Phi = \Phi_1 \frac{2b_i}{t} \qquad (4)$$

b_i se calcule d'après la formule (2) comme si l'induit était lisse, t est la largeur totale d'une dent et d'une encoche, comptée le long de l'entrefer.

(¹) Il en est autrement d'un grand nombre d'autres considérations théoriques, celles relatives à la dispersion par exemple, qui peuvent difficilement être vérifiées expérimentalement, les termes auxquels elles se rapportent ne pouvant être isolés que moyennant d'autres hypothèses ou d'autres déterminations *a priori*.

Ce point de départ admis, différentes méthodes se présentent, correspondant à différentes hypotèses sur le trajet des lignes de force dans l'espace t.

Un moyen souvent employé dans ce cas est de calculer l'induction B_ρ en se servant de la moyenne entre la surface polaire $b_i l_i$ et la surface des dents de l'induit en regard de l'entrefer.

Si q est le nombre d'encoches par pôle et τ le pas polaire, on a :

$$B_\rho = \frac{2\Phi}{b_i l_i\left(1 + q\frac{z}{\tau}\right)} \qquad (5)$$

z est la largeur d'une dent à l'entrefer.

Cette valeur de B_ρ est introduite dans la formule (1).

Cette méthode, bien que théoriquement peu fondée, donne souvent de bons résultats, et suffit dans les calculs de première approximation. Elle suppose que tout le flux pénètre dans l'induit par la base de la dent, ce qui augmente B_ρ, mais, par contre, l'entrefer moyen dans cette répartition hypothétique devrait être plus grand que δ. Les deux erreurs se compensent plus ou moins. La manière ordinaire [1] d'introduire les flux latéraux de la dent est de supposer que les lignes de forces, sortant du pôle et entrant dans l'induit normalement aux surfaces, suivent le trajet *abc*, *bc* étant un quart de cercle (fig. 1 gauche). Les tubes de force sont de densité constante dans toute leur longueur; soit B_x la densité dans le tube à distance x de l'axe de la dent : $oa = x$. Les surfaces métalliques en regard étant des surfaces équipotentielles, on a, δ_x représentant la longueur du tube x :

$$AW_\rho = 0{,}8 \,.\, B_x \,.\, \delta_x. \qquad (6)$$

Pour le flux de o en n, on a, en tenant compte de (6) :

$$\Phi_1' = \int_0^n B_x dx \,.\, l_i = l_i \cdot \frac{AW_\rho}{0{,}8}\int_0^{z/2}\frac{dx}{\delta}$$

et, de n en m :

$$\Phi_1'' = \int_n^m B_x dx \,.\, l_i = l_i \cdot \frac{AW_\rho}{0{,}8}\int_{z/2}^{t/2}\frac{dx}{\delta + \frac{\pi}{2}\left(x - \frac{z}{2}\right)};$$

par conséquent :

$$\Phi_1 = \Phi_1' + \Phi_1'' = l_i\frac{AW_\rho}{0{,}8}\left\{\frac{z}{2\delta} + \frac{2}{\pi}\log\left(1 + \pi\frac{t-z}{4\delta}\right)\right\}.$$

A l'aide de la relation (4) on trouve enfin :

$$AW_\rho = \frac{0{,}4 \,.\, t \,.\, \Phi}{b_i \,.\, l_i}\left\{\frac{1}{\frac{z}{2\delta} + 1{,}465\log\left(1 + \frac{\pi}{4}\frac{\beta}{\delta}\right)}\right\}. \qquad (7)$$

Cette formule donne des valeurs trop élevées pour les ampère-tours. On trouve des valeurs plus exactes dans l'hypothèse suivante sur le profil des lignes de force magnétiques (comp. fig. 1 droite) : le flux partiel $o'c'$ pénètre dans l'induit par la base de la dent, et le flux $c'm'$ par la face latérale, suivant des arcs de cercle de centre n'.

Nous étudierons d'abord ce qui se rapporte à l'espace $o'c'$.

[1] Voyez Arnold, die Gleischstrommaschine. Berlin.

Si la longueur d'entrefer δ est petite relativement à la largeur z de la dent, nous remplaçons la surface occupée par les lignes de forces par le trapèze limité par la droite $c'd'$: l'induction moyenne est alors un peu trop forte ; par contre, nous prenons l'entrefer moyen égal à δ.

On trouve ainsi pour l'induction moyenne :

$$B_\varrho = B_x \frac{z+2\delta}{z+\delta}$$

et d'après (6):

$$AW_\varrho = 0{,}8 \, . \, B_x \frac{z+2\delta}{z+\delta} \cdot \delta$$

d'où

$$B_x = \frac{AW_\varrho}{0{,}8\delta} \cdot \frac{z+\delta}{z+2\delta} \qquad (8)$$

pour l'induction à la surface de la pièce polaire, de o' à c'.

Si le rapport $\frac{\delta}{z}$ est grand, on prendra comme induction moyenne :

$$B_\varrho = B_x \frac{z+2\delta}{z+1{,}73\delta},$$

et pour entrefer moyen :

$$\delta_m = \sqrt{\delta^2 + \frac{\delta^2}{4}} = 1{,}12\delta.$$

Alors :

$$AW_\varrho = 0{,}8 \, . \, B_x \frac{z+2\delta}{z+1{,}73\delta} \cdot 1{,}12\delta$$

d'où

$$B_x = \frac{AW_\varrho}{0{,}8 \, . \, 1{,}12\delta} \cdot \frac{z+1{,}73\delta}{z+2\delta}. \qquad (9)$$

Les expressions (8) et (9) sont égales pour

$$z+\delta = \frac{z+1{,}73\delta}{1{,}12}$$

soit pour $z = 5\delta$.

On prendra l'expression (8) pour $z > 5\delta$ et l'expression (9) dans le cas contraire.

Considérons à présent le flux latéral.

La longueur d'un tube à distance x ($n'a'$) de n' est $\frac{\pi x}{2}$; l'induction constante est B_x sur toute la longueur $a'b'$.

On a donc :

$$AW_\varrho = 0{,}8 B_x \cdot \frac{\pi x}{2}, \qquad \text{d'où :} \qquad B_x = \frac{AW_\varrho}{0{,}4\pi x}$$

de c' en m'.

On a donc comme plus haut :

e o' en c' :

$$\Phi'_1 \equiv \int_{o'}^{c'} B_x dx \, . \, l_i = l_i \frac{AW_\varrho}{0{,}8\delta} \frac{z+\delta}{z+2\delta} \int_0^{\frac{z}{2}+\delta} dx$$

respectivement, avec la formule (9) :

$$\Phi_1' = l_i \frac{AW_\rho}{0,8 \cdot 1,12\delta} \cdot \frac{z + 1,73\delta}{z + 2\delta} \int_0^{\frac{z}{2}+\delta} dx.$$

De c' en m', on a :

$$\Phi_1'' \equiv \int_{c'}^{m'} B_x dx \cdot l_i = l_i \frac{AW_\rho}{0,4\pi} \int_\delta^{\frac{\beta}{2}} \frac{dx}{x}.$$

Par conséquent, avec la 1re valeur de Φ_1 :

$$\Phi_1 \equiv \Phi_1' + \Phi_1'' = l_i \frac{AW_\rho}{0,4} \left\{ \frac{z+\delta}{4\delta} + \frac{1}{\pi} l_n \frac{\beta}{2\delta} \right\}.$$

A l'aide de la relation (4) on trouve finalement :

$$AW_\rho = \frac{0,4 \cdot t \cdot \Phi}{b_i \cdot l_i} \left\{ \frac{1}{\frac{z+\delta}{2\delta} + 1,465\, lg \frac{\beta}{2\delta}} \right\}. \qquad (10)$$

Dans le cas où l'on adopte l'expression (9) pour B_x, on trouve :

$$AW_\rho = \frac{0,4 \cdot t \cdot \Phi}{b_i \cdot l_i} \left\{ \frac{1}{\frac{z + 1,73\delta}{2,24\delta} + 1,465\, lg \frac{\beta}{2\delta}} \right\}. \qquad (11)$$

On appliquera la formule (10) ou la formule (11) selon que l'on aura $z >$ ou $< 5\delta$.

Cette méthode nous a donné de beaucoup meilleurs résultats que l'emploi de la formule (7), bien que les valeurs de AW_ρ soient encore, en général, plus grandes que les valeurs observées.

(A suivre.) Léon LEGROS.

LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE DES ALPES-MARITIMES

Le réseau de distribution d'énergie électrique du département des Alpes-Maritimes est exploité par la Société « L'Énergie électrique du littoral méditerranéen ».

Ce réseau, qui s'étend sur tout le littoral de Cannes à Menton (fig. 1), est alimenté par trois usines hydro-électriques, savoir :

Les usines de la Mescla et du Plan-du-Var, sur le Var ;

L'usine de Pataras, sur le Loup,

auxquelles il faut ajouter :

L'usine de Saint-Cézaire, sur la Siagne.

Cette dernière usine, spécialement affectée à l'alimentation des réseaux du Var et des Bouches-du-Rhône, ne doit du reste être considérée, comme on le verra plus loin, que comme un secours pour le réseau des Alpes-Maritimes que les usines du Var et du Loup alimentent seules d'une façon normale.

En dehors de ces usines hydro-électriques, l'organisation d'ensemble du réseau comprend encore 5 usines à vapeur, savoir :



Les usines de Sainte-Agathe et de Risso, à Nice ;
L'usine de Beausoleil, à côté de Monte-Carlo ;
L'usine du Cap Martin, aux portes de Menton ;
L'usine de Mougins, au Nord de Cannes.

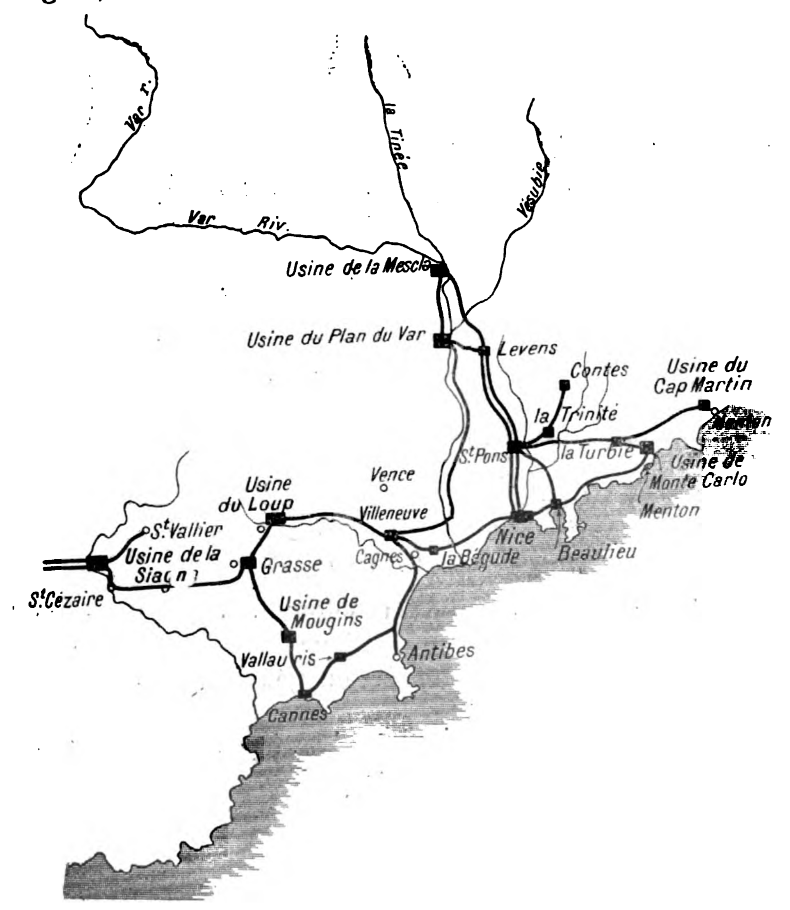


Fig. 1. — Carte d'ensemble du réseau électrique des Alpes-Maritimes.

Le courant normal utilisé sur le réseau primaire est, sauf quelques rares exceptions, du courant triphasé à 10 000 volts et 25 périodes ; les réseaux d'éclairage sont à 115 ou 220 volts alternatifs.

L'usine de la Mescla, établie sur le Var, a été construite par la Compagnie des Tramways de Nice et du littoral et rachetée à cette Compagnie ainsi que la ligne à 10 000 volts qui la relie à l'usine des tramways de Nice.

Elle utilise une chute de 9 mètres de hauteur avec un débit qui varie de 15 mètres cubes environ à l'étiage jusqu'à 24 mètres cubes.

Elle comprend 3 turbines Escher-Wyss de 750 chevaux accouplées chacune à un alternateur triphasé de 500 kilovolts-ampères, sous 10 000 volts.

La puissance disponible est de 2 000 chevaux environ.

De cette usine partent deux lignes la reliant l'une à l'usine du Plan du-Var, l'autre aux usines de Nice.



L'usine du Plan-du-Var a été rachetée par la Société « L'Énergie électrique du littoral méditerranéen » à la Société des Forces motrices des Alpes-Maritimes qui possédait au moment du rachat de nombreux clients dans la région de Nice.

Le réseau de cette Société, qui était alimenté autrefois par du courant à 5 000 volts et 50 périodes, a été complètement remanié et mis, comme le réseau général, à 10 000 volts et 25 périodes.

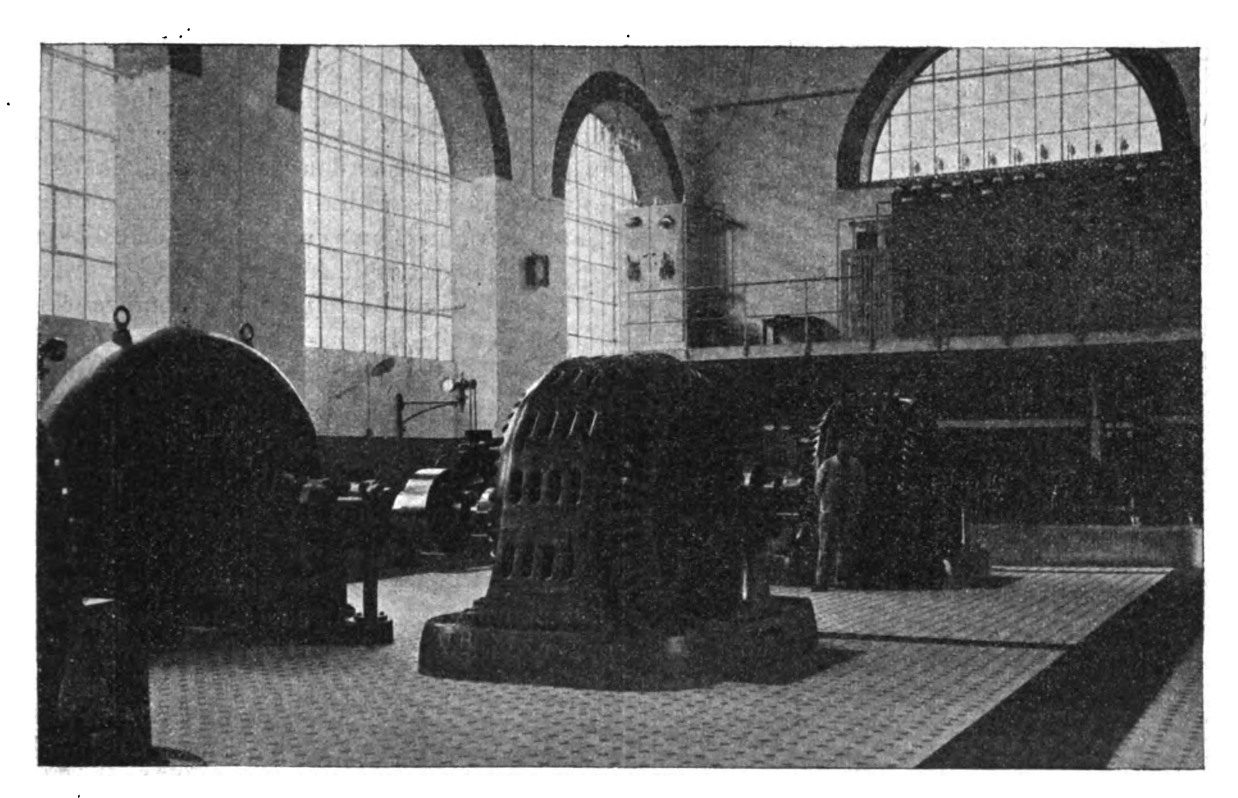


Fig. 2. — Vue intérieure de l'usine du Plan-du-Var.

L'usine du Plan-du-Var (1), placée en cascade au-dessous de celle de la Mescla, comprend 3 turbines à axe horizontal système Francis de 900 chevaux, accouplées chacune à un alternateur triphasé de 600 kilovolts-ampères sous 10 000 volts (fig. 2). Soit une puissance disponible de 2 000 chevaux environ.

Les turbines fonctionnent sous une chute de 25 mètres de hauteur avec une hauteur d'aspiration de $6^{m},75$ entre le sol de la salle des machines et le canal de fuite. Cette hauteur de chute, pour un débit de 15 mètres cubes à la seconde, correspond à une puissance de 5 000 chevaux.

Les 3 000 chevaux disponibles sont affectés au service de l'usine de carbure de calcium de la Société niçoise d'électrochimie, établie à côté de l'usine du Plan-du-Var.

De cette usine partent 3 lignes : la première, la reliant comme on l'a dit à l'usine de la Mescla ; — la seconde, la reliant aux usines de Nice ; — et la troisième, dite du Var, servant à l'alimentation des villages et usines échelonnés le long du Var.

(1) Cette usine a déjà été décrite dans l'*Éclairage Électrique*, par M. A. Solier, t. XLVII, 14 avril 1906, p. 52.

Cette dernière ligne suit d'abord la rive gauche du fleuve en alimentant sur son passage un certain nombre de villages et quelques industries, en particulier les usines de chaux et ciments de MM. Thorrand-Durandy et Cie à Bau-Roux et l'usine de céramique de M. Véran à Saint-Martin-du-Var ; puis elle traverse la rivière sur de grands pylônes métalliques de 40 mètres de hauteur devant le village de Saint-Laurent-du-Var (fig. 3). Elle aboutit enfin au poste de sectionnement de Villeneuve qui sert de réunion entre les usines du Var et celle du Loup. La longueur de cette ligne est de 29 kilomètres.

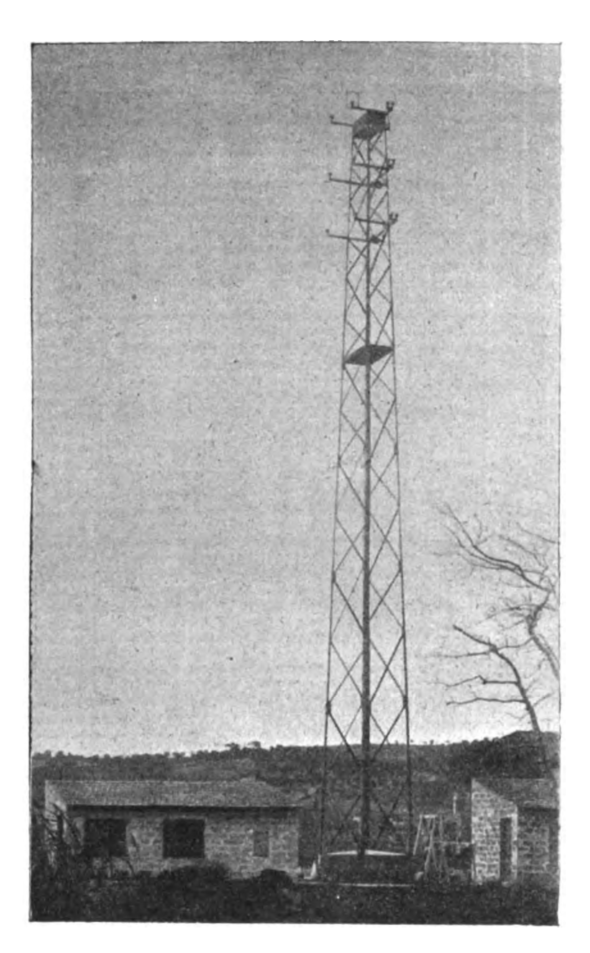


Fig. 3. — Pylône pour la traversée du Var.

Les deux lignes reliant les usines de la Mescla et du Plan-du-Var à Nice se réunissent au poste de Levens dans lequel sont installés 3 interrupteurs à huile permettant soit de réunir les deux lignes en parallèle, soit d'isoler l'une d'elles en cas de réparation ou d'avarie.

Enfin, l'usine du Plan-du-Var comprend un double jeu de barres-omnibus (fig. 4) permettant d'alimenter d'une façon indépendante les deux lignes de Nice et du Var.

La ligne double de Nice, après avoir traversé le poste de Levens, aboutit dans le poste de Saint-Pons, situé à 3 kilomètres de Nice et 26 kilomètres de la Mescla, à un double jeu de barres-omnibus avec interrupteur de couplage permettant la mise en parallèle des deux usines du Plan-du-Var et de la Mescla.

En dehors des deux lignes de Nice, 4 autres lignes partent du poste de Saint-Pons, savoir :

1° La ligne de la Turbie, servant à l'alimentation de la région de Monte Carlo à Menton ;

2° La ligne de la Trinité, servant à l'alimentation des villages et des industries de la région de la Trinité-Victor et de Contes ;

3° La ligne de Beaulieu alimentant la région de Villefranche-Beaulieu ;

4° La ligne alimentant les postes de la Compagnie du gaz et de l'électricité de Nice, situés dans le quartier de Cimiez.

A l'intérieur de Nice, la ligne aboutit au poste de l'Authion, construit sur le bord de la rivière le Paillon. D'un côté, elle continue en ligne double aérienne vers l'usine de Sainte-Agathe, de l'autre elle se dirige par 4 câbles vers l'usine de Risso, qui représente le poste central de distribution de tout le réseau.

Le système des six couteaux du poste de l'Authion (fig. 4) permet de mettre hors circuit soit l'usine de Risso, soit l'usine de Sainte-Agathe ; il permet encore d'alimenter le réseau de l'usine de Sainte-Agathe par l'usine de Risso ou réciproquement en cas d'avarie sur les lignes ou dans les usines du Var.

La troisième usine hydro-électrique alimentant le réseau est l'usine de Pataras sur le oup, appelée habituellement « Usine du Loup ».

Elle utilise une chute de 240 mètres de hauteur avec un débit variant de 1 500 à 3 000 litres par seconde.

Elle comprend (fig. 5) 4 turbines Escher-Wyss de 1 000 chevaux accouplées chacune à un alternateur triphasé à 10 000 volts de 600 kilovolts-ampères.

La puissance disponible est de 3 000 chevaux environ.

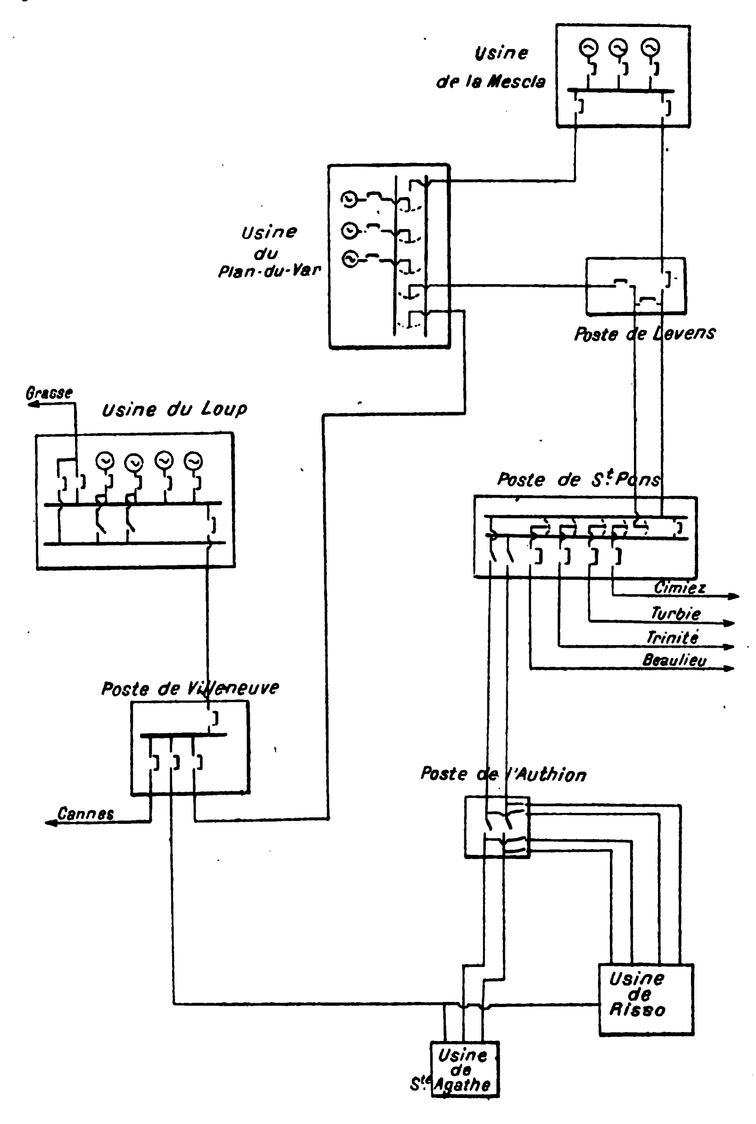


Fig. 4. — Schéma du montage des usines hydro-électriques.

De cette usine partent deux lignes, l'une vers Grasse, dont nous reparlerons plus loin, l'autre se dirigeant vers Nice.

La ligne de Nice, après un parcours de 15 500 mètres, le long duquel elle fournit du courant à la Compagnie du Sud-Est qui éclaire les villages de La Colle, Saint-Paul et Vence, aboutit au poste de sectionnement de Villeneuve auquel se termine déjà, comme nous l'avons dit plus haut, la ligne du Var. Puis à partir du poste de la Bégude, à 2 kilomètres environ du poste de Villeneuve, la ligne devient souterraine jusqu'à l'usine de Risso, sur un parcours de 12 500 mètres, avec un poste de sectionnement à Carras.

Les usines de Nice auxquelles aboutissent ces diverses lignes sont au nombre de deux : l'usine de Sainte-Agathe spécialement affectée au service des tramways et l'usine centrale de Risso.

L'usine de Sainte-Agathe appartient à la Société des tramways de Nice et du littoral et se trouve à la disposition de la Société de l'Énergie électrique en vertu d'un contrat de fourniture d'énergie.

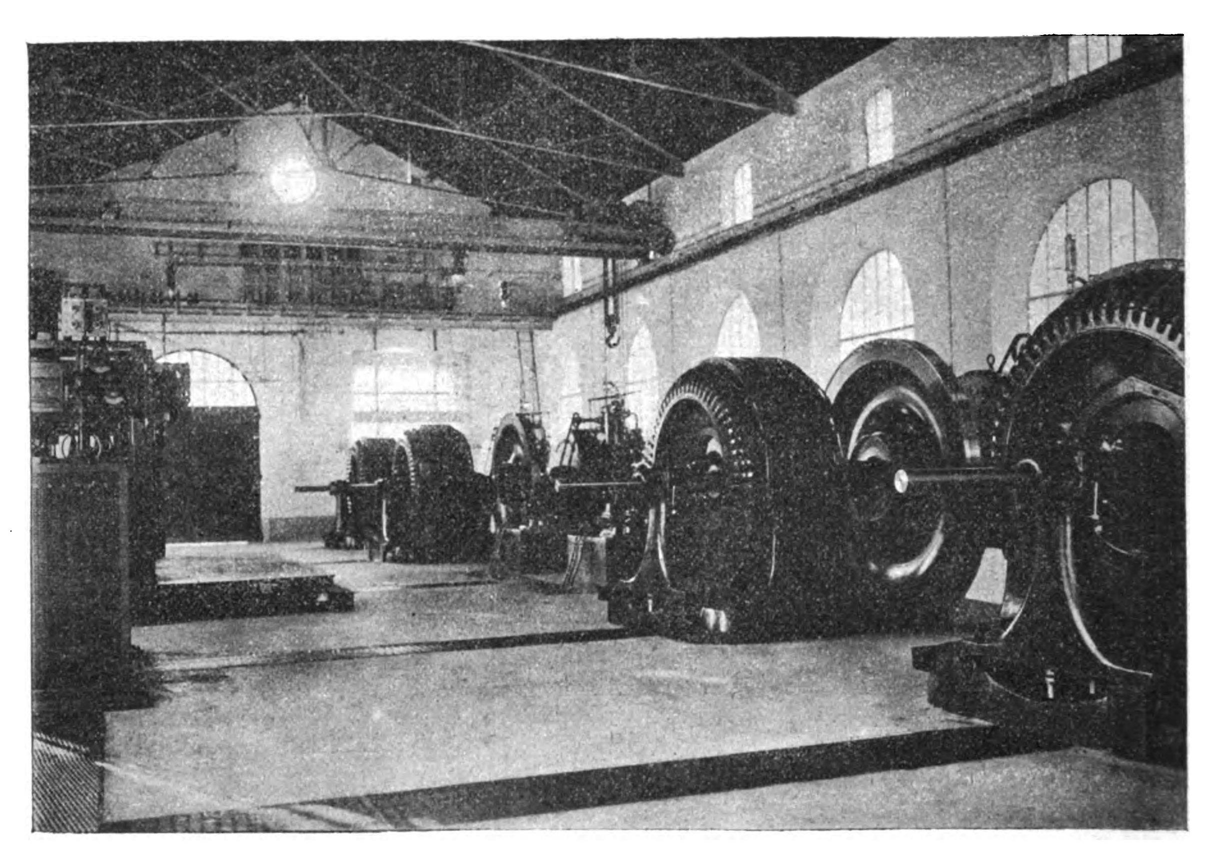


Fig. 5. — L'usine du Loup.

Cette usine comprend 4 groupes moteur-générateur formés chacun d'un moteur synchrone à 10000 volts accouplé à une dynamo de 550 volts, tension de service du réseau des tramways.

Deux de ces groupes, d'une puissance de 700 kilowatts, sont spécialement affectés aux lignes à trolley ; les deux autres, d'une puissance de 250 kilowatts, sont ordinairement en service sur les caniveaux.

Les deux moteurs synchrones de 700 kilowatts peuvent être entraînés chacun par courroie par une machine à vapeur compound de 1 000 chevaux ; ils fonctionnent alors comme alternateurs et l'usine peut servir dans ces conditions de secours pour le réseau général.

Enfin une batterie d'accumulateurs de 315 éléments et d'une capacité totale de 1 250 ampères-heures avec groupe moteur-survolteur et régulateur automatique fonctionne normalement comme batterie-tampon et peut dans des cas exceptionnels servir de secours dans le cas de surcharge sur le réseau.



Nous ne décrirons pas ici en détail l'organisation du réseau des tramways de Nice et du littoral, qui s'étend de Cagnes à Menton le long de la mer sur une distance de près de 40 kilomètres, et dont la tête de station au Nord est à 15 kilomètres de Nice au village de Contes [1]. Une pareille étendue a nécessité l'installation de plusieurs sous-stations alimentées par des feeders à haute tension.

Pour deux de ces sous-stations : celle de Californie à 4 kilomètres à l'Ouest de Nice et celle de Beaulieu à 6 kilomètres à l'Est, deux câbles souterrains à 5000 volts les relient à l'usine de Sainte-Agathe, dans laquelle sont installés des transformateurs statiques (10000-5000 volts).

Les sous-stations plus éloignées, qui sont celles de Cap-d'Ail à 14 kilomètres et demi, de Monte-Carlo à 19 kilomètres et de Cap-Martin à 26 kilomètres, sont alimentées directement par le câble à 10000 volts du réseau général qui s'étend, comme nous le verrons plus loin, de Nice à Monte-Carlo.

Dans chacune des sous-stations, le courant continu à 550 volts est fourni par des commutatrices alimentées par des groupes de transformateurs statiques qui abaissent la tension de 10000 ou 5000 volts suivant le cas à 340 volts, tension normale des commutatrices du côté alternatif.

De plus dans les sous-stations de Beaulieu, Monte-Carlo et Cap-Martin sont installées des batteries-tampon avec groupe survolteur.

Pour la ligne de Contes, au Nord, seulement, l'alimentation est faite directement en courant continu, par feeder survolté au départ de Sainte-Agathe.

(A suivre.) Régis FRILLEY.

[1] Pour la description de ces installations voir l'article de M. A SOLIER ; *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 avril 1906, p. 96.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur les derniers produits de décomposition des éléments radio-actifs. Produits de décomposition de l'uranium *(suite)* [1]. — **P. Boltwood.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mars 1907.

Hélium. — On ne trouve dans la littérature technique qu'un petit nombre de déterminations expérimentales des quantités d'uranium contenues dans les minéraux de composition connue. Douze analyses d'Hillebrand peuvent néanmoins servir à déterminer la teneur en °/₀ d'hélium.

Un certain nombre de savants ont indiqué que la décomposition du radium est accompagnée de la production d'hélium ; Debierne a montré en outre que la décomposition de l'actinium donne aussi de l'hélium. Si, se basant sur cette analogie, on suppose que toute la transformation d'uranium en plomb est accompagnée d'une production d'uranium, on peut représenter les quantités de matière en jeu dans cette transformation par l'équation :

$$\text{uranium } (238{,}5) = \text{plomb } (205{,}9) + \text{hélium } (31{,}6)\,;$$

en d'autres mots, pour 207 parties de plomb, 32 parties d'hélium sont formées.

Si donc l'on connaît la quantité de plomb contenue dans les minéraux, on a la possibilité de calculer la quantité d'hélium qui, d'après cette hypothèse, devrait être formée, et de comparer cette quantité calculée avec la quantité existant réellement dans les minéraux.

Ces calculs et les comparaisons qui en résultent ont été faits par l'auteur sur un certain nombre de minéraux : les résultats obtenus sont

[1] *Éclairage Électrique*, tome L, 16 mars 1907, p. 381.

résumés par le tableau IV. Les analyses des numéros 1 à 11 et 18 sont dues à Hillebrand ; celles des numéros 12 à 17 sont dues à Strutt ; le numéro 19 a été analysé par Dunstan et Blake et le numéro 20 par Büchner.

TABLEAU IV

N°	MINÉRAL	LIEU D'ORIGINE	TENEUR EN % DE Pb	TENEUR EN % DE He EXISTANT	TENEUR EN % DE He CALCULÉ	R
1	Uraninite.	Glastonbury, Conn.	2,9	0,34	0,43	79
2	Uraninite.	Branchville, Conn.	4,0	0,39	0,60	65
3	Uraninite.	Elvestad, Norwège.	9,3	0,18	1,40	13
4	Uraninite.	Caroline du Nord.	3,9	0,05	0,58	9
5	Uraninite.	Skaartorp, Norwège.	8,8	0,15	1,32	11
6	Uraninite	Huggenäskilen, Norwège.	8,8	0,15	1,32	11
7	Uraninite.	Anneröd, Norwège.	8,4	0,17	1,26	13
8	Uraninite.	Elvestad, Norwège.	8,0	0,15	1,21	12
9	Uraninite.	Llano Co, Tex.	9,4	0,08	1,40	6
10	Uraninite.	Colorado.	0,6	0,02	0,10	20
11	Uraninite.	Arendal, Norwège.	10,2	0,16	1,53	10
12	Thorianite.	Ceylan.	(2,6)	0,16	0,40	40
13	Aschynite.	Hitterö, Norwège.	(1,2)	0,02	0,18	11
14	Samarskite.	Caroline du Nord.	(0,42)	0,03	0,06	50
15	Gadolinite.	Ytterby, Suède.	(0,25)	0,04	0,04	100
16	Cyrtolite.	Texas	(0,53)	0,02	0,08	25
17	Euxenite.	Arendal, Norwège.	(0,41)	0,013	0,06	20
18	Uraninite.	Canada.	10,5	0,12	1,6	8
19	Thorianite.	Ceylan.	2,40	0,19	0,36	53
20	Thorianite.	Ceylan.	2,25	0,15	0,34	44

TABLEAU V

N°	DENSITÉ	R
1	9,62	79
2	9,35	65
3	9,14	13
4	9,08	9
5	8,96	11
6	8,93	11
7	8,89	13
8	8,32	12
9	8,29	6
10	8,07	20

Dans la dernière colonne, l'auteur a indiqué, sous la désignation R, les valeurs multipliées par 100 du rapport entre la quantité d'hélium existant réellement et la quantité d'hélium qui devait être formée d'après l'hypothèse formulée : en d'autres mots, ces chiffres indiquent la teneur restée dans le minéral en % de la quantité totale d'hélium formée.

On remarque que les chiffres ainsi obtenus pour R ne sont pas du tout en contradiction avec les résultats auxquels on doit s'attendre d'après des considérations générales. Les densités des dix premiers minéraux sont seules connues ; elles sont indiquées sur le tableau V avec les valeurs correspondantes de R.

Aucun des minéraux étudiés ne contient plus d'hélium qu'il ne doit en contenir d'après l'hypothèse admise : en général, un minéral contient une fraction d'autant plus grande de la quantité totale d'hélium formée que sa densité est plus élevée.

Age des minéraux. — Quand les quantités du produit final existant avec une quantité donnée de la substance radio-active primitive et la vitesse de décomposition de l'uranium de celle-ci sont connues, on a la possibilité de déterminer le temps qui serait nécessaire pour la formation du produit final. Si donc l'on connaît la vitesse de décomposition de l'uranium, il est possible de calculer le temps nécessaire pour la formation des quantités de plomb trouvées dans différents minéraux ou, en d'autres mots, l'âge des minéraux.

La vitesse de décomposition de l'uranium n'a pas encore, jusqu'à présent, pu être déterminée par des expériences directes, mais la vitesse de décomposition du radium, produit subséquent, a été calculée par Rutherford d'après différents chiffres. Les calculs de ce savant donnent comme résultat le chiffre de 2 600 ans pour la durée nécessaire pour qu'une quantité de radium donnée ait été transformée de moitié en ses produits finaux. La fraction de radium transformée chaque année a donc pour valeur $2,7 . 15^{4}$, et des expériences provisoires faites par l'auteur sur la vitesse de formation du radium en partant de l'actinium ont donné une valeur qui concorde bien avec ce chiffre. La quantité de radium associée avec un gramme d'uranium dans un minéral radio-actif a été également déterminée et a été trouvée égale à $3,8 . 10^{-7}$ gramme. Quand le radium et l'uranium sont en équilibre radio-actif, il se décompose par seconde, conformément à la théorie, le même nombre de molécules de chacun de ces éléments : on peut donc, pour le but poursuivi, négliger la différence entre les poids atomiques et admettre simplement que, dans chaque intervalle de temps, les poids de radium et d'uranium qui se transforment sont les



mêmes. Dans un gramme d'uranium, le poids transformé par an a pour valeur :

$$2{,}7 \cdot 10^{-4} \cdot 3{,}8 \cdot 10^{-7} = 10^{-10} \text{ gramme}$$

et la fraction d'uranium tranformée par an serait égale à 10^{-10}.

Le tableau VI indique l'âge des minéraux cités au tableau IV, calculé d'après la méthode indiquée. L'âge des minéraux en années est obtenu en multipliant par 10^{10} la valeur moyenne du rapport.

TABLEAU VI

LIEU D'ORIGINE DU MINÉRAL	AGE EN MILLIONS D'ANNÉES
Glastonbury (Portland) Conn.	410
Branchville, Conn.	535
Spruce Pine, N. C.	510
Marietta, S. C.	460
Llano and Burnet C°, Texas.	1 800
Douglas C°, Colorado.	1 900
District de Moss, Norwège.	1 300
Anneröd, Norwège.	1 700
Province Sabaragamuwa, Ceylan.	2 200
District de Galle, Ceylan.	860

Les valeurs obtenues pour l'âge des minéraux dépendent évidemment des valeurs prises comme base pour la décomposition du radium. Si cette valeur pouvait être déterminée avec exactitude, l'âge ainsi calculé aurait une grande importance et pourrait peut être servir utilement à la détermination de l'âge vrai de certaines formations géologiques.

Produits de décomposition du thorium. — Les indications relatives à la composition des minéraux radio-actifs servent à jeter quelque lumière sur la nature des produits de décomposition du thorium comme sur ceux de l'uranium. Les valeurs de la proportion dans laquelle l'uranium et le thorium se trouvent dans un minéral peuvent présenter des écarts importants dans des minéraux de même origine, sans qu'il en résulte une influence sensible sur la valeur des proportions du plomb et de l'uranium constatées pour les minéraux de cette provenance. On peut en conclure avec certitude que le plomb n'est pas un produit de décomposition du thorium. Ce fait est entièrement vérifié par la composition de la thorite que l'on trouve mélangée, avec la thorianite, dans la province de Sabaragamuwa à Ceylan et qui, suivant toute ressemblance, remonte à la même époque de formation. Les parties constitutives de ce minéral sont en particulier ThO_2, 66,26 °/₀; CeO_2, 7,18 °/₀; ZrO_2, 2,23 °/₀; UO_2, 0,46 °/₀. La présence de plomb n'est pas signalée et la quantité de plomb à laquelle on doit s'attendre d'après la quantité d'uranium présente n'est que de 0,008 °/₀. Le même résultat a été trouvé dans l'analyse d'un échantillon de thorite de Norwège : ce minéral contenait 0,40 °/₀ d'uranium, 52 °/₀ de ThO_2 et moins de 0,10 °/₀ de plomb. La présence d'hélium n'a pas été mentionnée dans ce minéral ; dans un échantillon étudié par l'auteur, il n'y avait pas trace de la présence d'hélium. Bien que Ramsay ait émis l'opinion que la quantité relativement considérable d'hélium que contient la thoriarite de la province de Sabaragamuwa prouve que l'hélium est produit par le thorium, il paraît vraisemblable que ce minéral prouve exactement le fait contraire, car il ne semble contenir que la moitié de la quantité d'hélium qui serait produit par la décomposition de l'uranium seul.

B. B.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur l'établissement des machines électriques au point de vue de la commutation *(fin)*[1]. — **C.-L. Kennedy.**

Les expériences ont montré qu'avec des balais en charbon de qualité moyenne calés sur la ligne neutre, le point pour lequel les étincelles commencent à apparaître est atteint quand le courant a une valeur telle que la force électromotrice de réactance soit d'environ 10 volts.

Par suite, pour ce point, on a :

$$I = \frac{10}{\dfrac{6{,}3 c r N_1^2 [(1{,}57 + 0{,}63 (d/w)) l_1 + l_2] P_p}{10^8 m}}. \qquad 13)$$

Le facteur m, qui représente le nombre de circuits entre lesquels se divise le courant, est introduit dans la formule pour réduire le courant total débité au courant par circuit. Le facteur P_p représente le nombre de paires de pôles quand on emploie un enroulement à deux circuits : ce facteur est indispensable, puisque,

(1) *Éclairage Électrique*, t. L. 23 mars 1907, p. 423.

dans un enroulement à deux circuits, le nombre de bobines en série commutées sous un balai est égal au nombre de paires de pôles, quand on emploie seulement deux lignes de balais; quand on emploie autant de lignes de balais que de pôles, la production d'étincelles est considérablement réduite. La valeur de cette réduction dépend de la division du courant entre les différentes lignes de balais, division qui dépend elle-même des différences de qualité, de pression et d'usure des balais. Quand on emploie un enroulement multiple unique, on a $P_p = 1$.

L'équation (13) est approximativement exacte, que le balai couvre une ou plusieurs lames de collecteur : en effet, bien que l'accroissement de l'arc de contact du balai diminue la fréquence de commutation, il augmente aussi le nombre de bobines commutées en même temps et augmente ainsi la variation totale du flux magnétique entourant la bobine commutée. En pratique, la tension de réactance est à peu près constante pour différentes épaisseurs de balais. Si, comme c'est généralement le cas, le pas de l'enroulement est inférieur d'une dent à l'enroulement à corde entière, l'inductance mutuelle et, par suite, la tension de réactance, est un peu diminuée si le balai couvre seulement une lame. Cela tient à ce que les conducteurs du sommet d'une bobine ne sont plus dans la même encoche que les conducteurs du fond de la bobine en commutation sous le balai adjacent. Si le balai couvre plusieurs lames, comme c'est le cas général, l'inductance mutuelle n'est pas matériellement réduite si l'on emploie un pas plus petit qu'une corde entière.

Quand la dynamo fonctionne, il est rare que les balais soient exactement au point neutre. Il est nécessaire que l'expression indiquant le point où la commutation devient mauvaise tienne compte des effets de la distorsion du flux. Pour qu'il en soit ainsi, il est nécessaire de calculer la tension engendrée par les bobines court-circuitées pendant la commutation, par suite de leur déplacement dans le flux. Dans tout induit à courant continu, la tension engendrée dans une faible section du collecteur peut être calculée quand on connaît le flux coupé à cet instant par les bobines connectées à cette section du collecteur. La formule est la suivante

$$E = kNrP_p\Phi 10^{-8}, \qquad (14)$$

en désignant par N et r le nombre total de conducteurs sur la surface de l'induit et le nombre de tours par seconde et par k un coefficient. Quand les balais sont sur la ligne neutre géométrique, toute tension engendrée par les bobines court-circuitées doit être produite par un flux pénétrant dans une section du noyau de l'induit dont la largeur est f située à égale distance de pièces polaires, f étant l'arc de contact du balai. Cette section étant située à égale distance des pôles, le flux produit est dû seulement aux ampère-tours de l'induit et est pratiquement indépendant de la valeur du flux principal. Le nombre de conducteurs produisant un flux dans la région comprise entre deux pièces polaires est évidemment égal au double du nombre total de conducteurs sur l'induit, divisé par le nombre de pôles, soit $2N/P$. Le nombre de tours complets de l'induit est égal à la moitié du nombre de conducteurs, ou $N/2$. Le courant par circuit est égal au courant total divisé par le nombre de circuits entre lesquels se divise le courant, ou (I/m). Le nombre total d'ampère-tours par paire de pôles a pour valeur

$$\frac{2NI}{2Pm} = \frac{NI}{Pm}.$$

La perméance du chemin suivi par les lignes de force est pratiquement égale à la perméance du circuit dans l'air. Soient f la largeur nécessaire de la surface de l'induit en degrés égale à l'arc de contact du balai en degrés, et S l'arc compris entre les pièces polaires, en degrés. Les lignes de force suivent en général un chemin curviligne pour gagner la pièce polaire la plus voisine de polarité opposée. La longueur du chemin depuis le milieu de la ligne neutre jusqu'à la pièce polaire la plus voisine est approximativement $(\pi S/4)$. La surface de ce chemin, pour une section du noyau d'induit de 1 centimètre de longueur est, numériquement égale à $f \times 1$. Le nombre de lignes de force produites par ampère-tour par centimètre de longueur du noyau a approximativement pour valeur

$$\Phi' = 0{,}4\pi \cdot \frac{f}{(\pi S/4)} = 0{,}16\,\frac{f}{S}.$$

Cette valeur est probablement trop faible : un grand nombre d'expériences faites sur des moteurs et des générateurs de 0,5 à 50 kilowatts multipolaires ou bipolaires ont donné comme valeur de Φ' des chiffres compris entre 0,15 et

0,24 (f/S). En général, quand la valeur du flux principal augmente de zéro au maximum, la valeur observée de Φ′ diminue d'environ 10 %, probablement par suite de l'accroissement de réluctance des cornes polaires.

Quand on connaît le nombre d'ampère-tours et le flux par ampère-tour et par centimètre, le flux total Φ est facile à calculer. Il a pour valeur :

$$\Phi = 0,18 \frac{f}{S} \cdot \frac{l.NI}{P.m}.$$

la tension engendrée dans les bobines court-circuitées a pour valeur :

$$V_d = \frac{0,18 f.l.N^2.r.I.P_p}{S.m.P.10^8}.$$

Des étincelles se produisent à un balai quand aucun courant ne le traverse pour pénétrer dans un circuit extérieur, lorsque la f. é. m. engendrée sous le balai a pour valeur 10 volts, le balai étant au voisinage du point neutre géométrique. C'est là une valeur moyenne, dépendant de la qualité du balai.

La formule complète donnant la valeur du courant dans l'induit au moment où il se produit des étincelles est la suivante :

$$I = \frac{10 \pm V_e}{\frac{6,3crN_1^2\left[(1,57 + 0,63\,(d/w))\,l_1 + l_2\right]P_p}{10^8 m} + \frac{0,18 f l N_1^2 I P_p}{10^8 S m P}},$$

V_e désignant la tension engendrée sous le balai par suite de la charge.

Cette formule ne donne, naturellement, la valeur exacte du courant que quand les balais sont calés à proximité du point neutre géométrique. Si les balais supportent une charge excessive, la production d'étincelles augmente, puisque la proximité des pièces polaires augmente l'inductance des bobines commutées. La limite d'une commutation sans étincelles est atteinte quand la somme des f. é. m. de réactance et de distorsion a pour valeur 6 volts environ.

Un fait intéressant est que l'expression de V_e ne dépend pas du rapport entre les ampère-tours inducteurs et les ampère-tours de réactance d'induit. Ainsi, si la machine est établie pour fournir sa charge maxima sans déplacement des balais, la réluctance de l'entrefer peut être rendue aussi faible que le permettent d'autres considérations, sans que l'on ait à tenir compte de son effet sur la production d'étincelles. Dans ce cas, le point neutre géométrique est le point où il se produit le moins d'étincelles lors de fortes charges, et les crachements aux balais ne sont pas réduits si l'on déplace les balais dans l'une ou l'autre direction. R. R.

***La dispersion magnétique et son influence dans la construction des machines électriques** (fin)* (¹). — **Cramp.** — *The Electrician*, 1er février 1907.

Moteurs à courant alternatif. — Ces machines doivent être divisées en deux catégories : les moteurs sans pôles saillants et les moteurs à pôles saillants. La première catégorie comprend tous les moteurs d'induction : l'auteur montre par des exemples relatifs à différentes machines construites, que les formules employées généralement pour le calcul de la dispersion donnent des résultats assez inexacts. Cela indique que les principes sur lesquels repose l'établissement de machines à courant continu sont beaucoup moins connus que ceux sur lesquels repose la construction de machines à courants alternatifs.

Les moteurs à pôles saillants sont presque tous munis de bobines inductrices embrassant tout le pas polaire, et les pôles sont généralement courts : ils portent en outre des enroulements compensateurs destinés à réduire la dispersion de l'induit. Ces dispositifs ont été adoptés par des ingénieurs américains : la dispersion nuisible est réduite au minimum dans les moteurs à courant alternatif à pôles saillants et la dispersion utile est souvent utilisée, par exemple, pour le démarrage des moteurs monophasés et dans le moteur à répulsion. On peut aussi l'utiliser en employant une modification du moteur série proposée par l'auteur depuis plus d'un an.

Quand l'induit d'un moteur série simple est calé, ce moteur agit comme une bobine de self-induction ; sur la figure 3, le vecteur OA représente le courant pour la différence de potentiel totale, et, à l'échelle des tensions, il représente aussi la chute inductive de tension dans le moteur ; le vecteur AB, perpendiculaire au précédent, représente la chute ohmique de tension.

(¹) *Eclairage Electrique*, t. L, 16 et 23 mars 1907, p. 384 et 425.

Le vecteur OB représente la tension nécessaire pour faire circuler le courant OA à travers l'impédance du moteur, c'est-à-dire la différence de potentiel totale aux bornes. L'angle OBA est l'angle de déphasage du courant en arrière de la différence de potentiel agissante. Si l'on abandonne l'induit pour le laisser tourner librement,

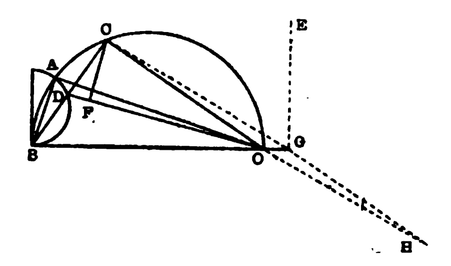


Fig. 3.

la différence de potentiel aux bornes restant constante, une f. é. m. est engendrée dans les enroulements de l'induit et est pratiquement en phase avec le flux principal. Le courant OA est réduit ; BA augmente et est remplacé par BC ; l'angle BCO reste droit, et le lieu géométrique de l'extrémité du courant OA est un demi-cercle décrit sur OB comme diamètre. Une réduction de OA à OC produit une réduction proportionnelle de la chute ohmique, de sorte que A se déplace sur le demi-cercle ADB, tandis que C se meut sur le demi-cercle BCO. Donc, pour une position quelconque C, OC représente, à l'échelle des courants, le courant absorbé par le moteur, OA étant le courant de court-circuit et ABO l'angle de déphasage donné par le wattmètre. A l'échelle de tension, déterminée par OB qui représente la tension totale agissante, OC représente la chute inductive de tension, BD la chute ohmique de tension et CO la force contre-électromotrice.

La puissance, étant égale au produit de la force contre-électromotrice par le courant, est donnée par le produit CD $\times$ CO, c'est-à-dire qu'elle est proportionnelle à la hauteur de la perpendiculaire CF menée de C sur OD. Le couple est proportionnel à OC^2. La diagramme précédent doit être modifié en pratique pour tenir compte de la saturation et des pertes dans le fer, mais il est suffisamment exact pour montrer que, si la chute ohmique est faible (BD) et si la force contre-électromotrice est élevée en comparaison de la chute inductive (CO), le moteur donne de bons résultats au point de vue du facteur de puissance et de rendement. On peut réaliser facilement ces deux conditions en pratique par des procédés connus. Si, ayant établi un moteur série bipolaire ordinaire, tel que celui de la figure 4, on dispose à sa partie supérieure une culasse telle que *a*, convenablement bobinée et reliée au réseau d'alimentation, on obtient un moteur dans lequel le circuit suivi par le flux principal et le circuit suivi par le flux de dispersion sont en parallèle exactement comme dans un moteur d'induction : la différence est que, dans un moteur d'induction ordinaire, le couple est produit par le champ principal et le courant rotorique, tandis que là, il est produit par le champ de dispersion et le courant rotorique ; en outre, dans un moteur d'induction ordinaire, toute la puissance transmise traverse un entrefer, tandis que là, une partie seulement de cette puissance traverse l'entrefer.

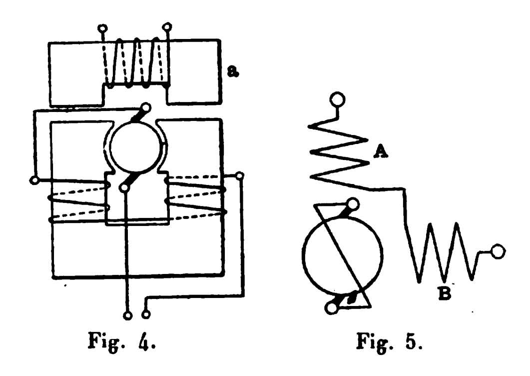


Fig. 4. Fig. 5.

La nouvelle bobine primaire présente une faible résistance : par conséquent, pour une différence de potentiel constante aux bornes, le flux qu'elle produit doit être pratiquement constant et le courant magnétisant doit aussi être pratiquement constant. Si les joints dans le circuit sont bons, il n'y a pas de raison pour que le courant magnétisant ait une valeur élevée, et on peut le tracer en OG (fig. 3) : le courant primaire total est alors OH (= GC). Le flux à travers l'entrefer est légèrement augmenté, mais aussi déphasé de OC en GC ; le couple reste pratiquement proportionnel à OC^2. Le facteur de puissance est modifié de cos CBO en cos CGE ; le courant primaire est modifié de CO à CG. Par ailleurs, le moteur reste identique à ce qu'il était précédemment, sauf que l'on peut bobiner la partie à haute tension pour le voltage que l'on veut et

que l'on peut effectuer tout le réglage sur le côté à basse tension. On peut améliorer le facteur de puissance et on peut améliorer considérablement la commutation en modifiant le nombre de tours de l'induit et de la culasse *a*. La self-induction de l'induit constitue toujours un problème difficile dans les moteurs à haute tension, et c'est ce problème qui affecte le facteur de puissance et la commutation. Or la self-induction de l'induit dépend du carré des ampère-tours d'induit par pôle. Par conséquent une faible diminution du nombre de ces tours produit une modification importante du coefficient de self-induction et du facteur de puissance, ainsi qu'une amélioration de la commutation. En d'autres termes, on peut établir ces moteurs avec moins de pôles que les moteurs série ordinaires pour une valeur donnée du facteur de puissance.

Le moteur le plus voisin du moteur décrit par l'auteur est actuellement le moteur à répulsion dans lequel l'induit court-circuité est alimenté par induction par les bobines A, tandis que les bobines B produisent le flux inducteur (fig. 5). Les bobines A et B sont reliées en série sur le réseau. Pour l'essai en court-circuit fait sur un tel moteur, on voit que la bobine A est relativement non inductive en comparaison de la bobine B ; par suite, il se produit un déphasage du flux qui donne naissance à un champ tournant comme dans le champ de démarrage des moteurs d'induction monophasés : pour retirer tous les avantages possibles d'un tel dispositif, on peut employer un stator sans pôles saillants, analogue à celui d'un moteur d'induction ordinaire.

En comparant le moteur de l'auteur et le moteur à répulsion, il faut noter que, dans ce dernier, l'entrefer est traversé non seulement par un flux en B mais aussi par un flux en A. C'est pourquoi les moteurs à répulsion présentent un mauvais facteur de puissance.

L'auteur termine en comparant quatre moteurs ayant des caractéristiques semblables :

	MOTEUR SÉRIE SIMPLE	MOTEUR SÉRIE AVEC TRANSFORMATEURS	MOTEUR A RÉPULSION	MOTEUR CRAMP
Tension que l'on peut employer	Faible.	Quelconque.	Quelconque.	Quelconque.
Facteur de puissance	Bon.	Bon.	Faible.	Bon.
Commutation	Dépendant de la tension.	Bonne.	Bonne au synchronisme seulement.	Très bonne.
Poids de fer	1	1,75	1,1	1,25
Poids de cuivre	1	1,75	1,3	1,25
Facilités de bobinage	Grandes.	Relatives.	Non.	Grandes.
Nécessité d'employer des bobines de compensation	Oui.	Non.	Non.	Non.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les réseaux à courant alternatif *(suite)* (1). — **L. Lichtenstein.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 7 février 1907.

III. — L'auteur considère à nouveau la disposition de conducteurs de la figure 1, et admet que P est une machine de traction, Q un train électrique, (1) le fil de trôlet, (2) et (3) les rails. Il désigne par :

E^q_t la valeur instantanée de la tension ;

E^m_t la valeur instantanée de la force contre-électromotrice à l'organe de prise de courant.

La tension E^q_t est positive quand, considérée en elle-même, elle produirait un courant dans la direction EFDC et EFBA. La tension E^m_t est positive quand, considérée en elle-même, elle produirait un courant dans la direction FECD et FEAB.

On a déjà déterminé précédemment les courants dans les conducteurs (2) et (3) en grandeur et en phase : on peut déterminer maintenant la chute de tension, c'est-à-dire la valeur

$$E^q_t - E^m_t = \Delta E_t.$$

Pour cela, on applique la formule (1) à la boucle fermée ABFE, et l'on obtient l'équation :

$$E^q_t - E^m_t = \Delta E_t = J_{1t} w l - J_{3t} w_3 l + (dN_t/dt) \quad (26_a)$$

N_t est le nombre de lignes de force magnétiques traversant la boucle considérée

(1) *Eclairage Electrique*, tome L, 23 mars 1907, p. 429.

$$N_t = J_{1t}\left(\frac{\mu_1}{2} + 2\log_{nat}\frac{d_{13}}{r_1}\right)l$$

$$- J_{3t}\left(\frac{\mu_3}{2} + 2\log_{nat}\frac{d_{13}}{r_3}\right)l + J_{2t}2\left(\log_{nat}\frac{d_{23}}{d_{13}}\right)l \quad (27)$$

$$\text{ou } N_t = J\cos\omega t\left(\frac{\mu_1}{2} + 2\log_{nat}\frac{d_{13}}{r_3}\right)l$$

$$+ [J\cos\omega t + J'\cos(\omega t - \varphi)]\left[\mu_3 + 2\log_{nat}\frac{d_{13}}{r_3}\right]l$$

$$+ J'\cos(\omega t - \varphi)\left(2\log_{nat}\frac{d_{23}}{d_{12}}\right)l$$

$$N_t = J\cos\omega t\left[\frac{\mu_1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2\log_{nat}\frac{d_{13}^2}{r_1 r_3}\right]l$$

$$+ J'\cos(\omega t - \varphi)\left[\frac{\mu_3}{2} + 2\log_{nat}\frac{d_{13}}{r_2}\frac{d_{13}}{d_{12}}\right]l$$

$$= L_{13}lJ\cos\omega t + L'lJ'\cos(\omega t - \varphi). \quad (28)$$

Des équations $26a$ et 28 on tire :

$$\frac{1}{l}\Delta E_t = J\cos\omega t\, w_1 + J\cos\omega t\, w_3 + J'\cos(\omega t - \varphi)w_3$$
$$- \omega L_{13}J\sin\omega t - \omega L'J'\sin(\omega t - \varphi)$$

ou, en ordonnant en sin ωt et cos ωt

$$\frac{1}{l}\Delta E_t = \cos\omega t\,[J(w_1 + w_3) + J'\cos\varphi\, w_3$$
$$+ \omega L'J'\sin\varphi] - \sin\omega t\,[- J'\sin\varphi\, w_3 + \omega L_{13}J$$
$$+ \omega L'J'\cos\varphi]. \quad (29)$$

En introduisant dans ces formules les valeurs trouvées au début de cette étude pour J cos φ et pour J′ sin φ, on obtient l'équation :

$$\frac{\Delta E_t}{J\,.\,l} = \cos\omega t\left[w_1 + w_3 - \frac{w_3 W + \omega^2 L' L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}w_3 + \omega^2 L'\frac{WL' - w_3 L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right]$$
$$- \sin\omega t\left[-\omega\frac{WL' - w_3 L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}w_3 + \omega L_{13} - \omega L'\frac{w_3 W + \omega^2 L' L_{23}}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right].$$

Cette équation peut être mise sous la forme :

$$\frac{\Delta E_t}{J\,.\,l} = \cos\omega t\left[w_1 + w_2\frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W_2 + \omega^2 L_{23}^2} + w_3\frac{w_2^2 + \omega^2 L''^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right]$$
$$- \omega\sin\omega t\left[L_{13} - L'\frac{2w_3 W}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} + L_{23}\frac{w_3^2 - \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right] = A\cos\omega t - B\sin\omega t$$

$$\frac{1}{l}\Delta E_t = AJ\cos\omega t - BJ\sin\omega t.$$

La chute ohmique est représentée par :

$$\frac{\Delta E_t^o}{l} = AJ\cos\omega t\,;$$

La chute inductive de tension est représentée par :

$$\frac{\Delta E_t^i}{l} = BJ\sin\omega t,$$

ces chutes étant rapportées à l'unité de longueur.

Les valeurs efficaces des deux composantes de la chute de tension pour l'unité de longueur sont les suivantes :

$$\frac{1}{l}\Delta E_{eff}^o = J_{eff}\left[w_1 + w_2\frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 = \omega^2 L_{23}^2} + w_3\frac{w_2^2 + \omega^2 L''^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right].$$

$$\frac{1}{l}\Delta E_{eff}^i = J_{eff}\omega\left[L_{13} - L'\frac{2w_3 W}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} + L_{23}\frac{w_3^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\right]. \quad (30)$$

La figure 11 indique le diagramme des tensions.

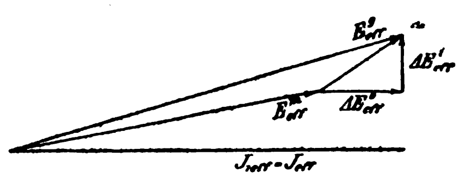


Fig. 11.

Évidemment, ce diagramme n'est changé en rien si l'on remplace le trajet donné du courant par une boucle simple (fig. 2) de résistance

$$w_1 + w_2\cdot\frac{w^2 + \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} + w_3\frac{w_2^2 + \omega L''^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \quad (31)$$

ayant la self-induction suivante :

$$L_{13} - L'\cdot\frac{2w_3 W}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} + L_{23}\cdot\frac{w_3 - \omega^2 L'^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2}\cdot \quad (32)$$

On considère maintenant la disposition de la figure 7.

On a dans ce cas :

$$\mu_2 = \mu_3, \quad r_2 = r_3, \quad w_2 = w_3,$$
$$W = 2w_2, \quad d_{13} = d_{12},$$
$$L' = L'' = \frac{1}{2} L_{23}, \quad J_{2t} = J_{3t} = -\frac{1}{2} J_{1t};$$

$$\frac{\Delta E_t}{l \cdot J} = \cos \omega t \left\{ w_1 + \frac{w_2}{4} + \frac{w_3}{4} \right\} - \omega \sin \omega t \left\{ L_{13} - \frac{\frac{1}{2} L_{23} W^2 - \frac{1}{4} L_{23} W^2 + \frac{1}{4} \omega^2 L_{23}^2}{W^2 + \omega^2 L_{23}^2} \right\}$$
$$= \cos \omega t \left\{ w_1 + \frac{w_2}{2} \right\} - \omega \sin \omega t \left\{ L_{13} - \frac{1}{4} L_{23} \right\}.$$

La ligne considérée se comporte comme une boucle simple à courant alternatif (fig. 3) dont la résistance par kilomètre de distance a pour valeur $[w_1 + (w_2/2)]$ et dont la self-inductivité par unité de longueur a pour valeur

$$[L_{13} - (L_{23}/4)].$$

Naturellement, w_2 est la résistance à courant alternatif des rails. Si l'on n'emploie qu'une file de rails comme conducteur de retour du courant, on a :

$$\frac{\Delta E_t}{l \cdot J} = \cos \omega t \, (w_1 + w_2) - \omega \sin \omega t L_{13}.$$

La mise en parallèle d'une seconde file de rails agit donc comme une diminution de $(w_2/2)$ de la résistance par unité de longueur et par une diminution de $(L_{23}/4)$ de la self-induction par unité de longueur, c'est-à-dire d'un quart de la self-induction par unité de longueur de la boucle formée par les deux fils de rails.

Pour la détermination de la chute de tension dans des installations de traction compliquées, par exemple des lignes à deux voies avec ou sans facteurs d'alimentation, les formules 30 à 32 ne suffisent évidemment plus. Dans tous ces cas, il faut remonter à la formule fondamentale (1). L'auteur ne peut pas indiquer, dans cette étude, la solution de tous les problèmes qui peuvent se présenter: un seul d'entre eux, dont la solution est particulièrement simple, sera traité en détail : c'est la détermination de la chute de tension dans une ligne à courant alternatif à une seule voie avec double fil de trôlet. Les conducteurs (1) et (2) sont reliés en parallèle, et forment la ligne aérienne ; les conducteurs (3) et (4) sont les rails. On pose :

$$r_1 = r_2; \quad w_1 = w_2$$
$$r_3 = r_4; \quad w_3 = w_4$$
$$\mu_3 = \mu_4; \quad \mu_1 = \mu_2 = 1.$$

Par symétrie on a en outre :

$$J_{1t} = J_{2t} = -J_{3t} = -J_{4t} = (1/2) J \cos \omega t.$$

Le terme $J \cos \omega t$ est la valeur instantanée du courant total. On applique la formule fondamentale 1 à la boucle 23 et l'on obtient

$$\Delta E_t = J_{2t} w_2 l - J_{3t} w_3 l + (dN_t/dt). \qquad (33)$$

Pour N_t on obtient, d'après la méthode indiquée au début de cette étude, la valeur :

$$N_t = J_{2t} \cdot \left[\frac{1}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23}}{r_3}\right] \cdot l - J_{3t} \cdot \left[\frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23}}{r_2}\right] \cdot l + J_{1t} \cdot \left[2 \log_{nat} \frac{d_{13}}{d_{12}}\right] \cdot l$$
$$- J_{4t} \cdot \left[2 \log_{nat} \frac{d_{24}}{d_{43}}\right] \cdot l = J_{2t} \cdot \left\{\frac{1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{23} \cdot d_{23}}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{43}}\right\} \cdot l = J_{2t} \cdot \left\{\frac{1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{13}^2}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} d_{43}}\right\}.$$

Cette valeur, introduite dans l'équation (33), donne :

$$\Delta E_t = J_{2t} \cdot w_2 \cdot l - J_{3t} \cdot w_3 \cdot l + \left\{\frac{1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{13}^2}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}}\right\} \cdot l \cdot \frac{dJ_{2t}}{dt}$$
$$= \frac{1}{2} \left\{ J \cos \omega t \cdot (w_2 + w_3) - \left[\frac{1}{2} + \frac{\mu_3}{2} + 2 \log_{nat} \frac{d_{23} \cdot d_{23}}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}}\right] \cdot \omega \cdot J \sin \omega t \right\} \cdot l;$$

$$\frac{\Delta E_t}{l} = \frac{w_2 + w_3}{2} \cdot J \cos \omega t - \frac{1}{4} \left\{ 1 + \mu_3 + 4 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{23}}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}} \right\} \cdot \omega \cdot J \sin \omega t.$$

La chute ohmique par unité de longueur a pour valeur :

$$\frac{\Delta E_l^o}{l} = J \cos \omega t \cdot \left\{ \frac{w_2 + w_3}{2} \right\}. \quad (34)$$

La chute inductive a pour valeur :

$$\frac{\Delta E_l^i}{l} = \omega \cdot J \sin \omega t$$

$$\times \left\{ \frac{1}{4} \left(1 + \mu_3 + 4 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{23}^2}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}} \right) \right\} \cdot (35)$$

Les valeurs efficaces sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta E_{eff}^o}{l} &= J_{eff} \cdot \left\{ \frac{+ w_2 w_3}{2} \right\} . \\ \frac{\Delta E_{eff}^i}{l} &= \omega \cdot J_{eff} \\ &\times \left\{ \frac{1}{4} \left(1 + \mu_3 + 4 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{23}^2}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}} \right) \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

La ligne se comporte comme une boucle simple dont la résistance et la self-induction par unité de longueur seraient :

$$\frac{w_1 + w_3}{2}$$

$$\text{et} \quad \frac{1}{4} \left\{ 1 + \mu_3 + 4 \log_{nat} \frac{d_{23}^2 \cdot d_{23}^2}{r_2 \cdot r_3 \cdot d_{12} \cdot d_{34}} \right\}. \quad (37)$$

(A suivre.) B. L.

***Nouveau procédé d'installation des isolateurs électriques.* — C. Egner [1].**

Le procédé le plus employé actuellement pour fixer un isolateur à son appui consiste à entourer cet appui d'étoupe goudronnée, ou d'un corps analogue, après quoi l'on visse l'isolateur par dessus. Cette méthode est défectueuse, car l'étoupe ne contribue en aucune façon à l'isolement; bien au contraire, il arrive souvent que des filaments de cette étoupe, n'étant pas recouverts, conduisent le courant de la partie inférieure de l'isolateur au support. En outre ce procédé exige une grande habileté, et il est difficile pour un ouvrier insuffisamment exercé de bien fixer un isolateur et de lui donner sur son support une position convenable, supprimant toute chance de cassure.

La nouvelle méthode évite ces inconvénients ; elle présente, en outre, d'autres avantages.

Cette méthode se caractérise particulièrement par l'emploi de chapeaux d'isolateurs, en papier très solide et très résistant, imprégné d'une matière isolante. Ces chapeaux sont représentés dans la figure 1 et les figures 2 et 3 en indiquent le mode d'emploi.



Fig. 1.

Les chapeaux d'isolateurs sont appliqués sur l'appui, en nombre suffisant, les uns sur les autres (fig. 2) et sont comprimés légèrement à la main de façon à leur faire prendre la position convenable.

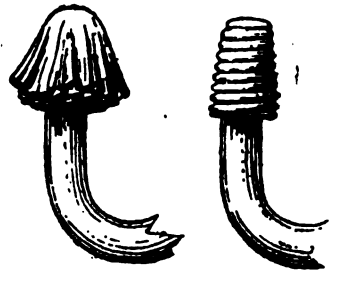


Fig. 2. Fig 3.

L'isolateur est ensuite vissé sur l'appui en forçant dans la mesure du possible. Le papier se trouve alors comprimé de telle sorte qu'il remplit exactement l'espace entre l'appui et l'intérieur fileté de l'isolateur comme il ressort de la figure 3, qui montre l'appui avec les chapeaux tels qu'ils se présentent après le dévissage de l'isolateur. Le nombre de chapeaux nécessaires diffère selon les divers isolateurs et les appuis. L'épaisseur du papier est calculée de façon qu'il y ait de 4 à 5 chapeaux par isolateur.

L'isolement se fait mieux si l'on met à l'intérieur de l'isolateur, avant de le visser, quelques gouttes d'une huile ne rancissant pas, par exemple de l'huile de paraffine, éventuellement

(1) D'après une note communiquée par l'auteur, ingénieur chef des Télégraphes suédois.

mêlée d'huile de lin crue. Dans ce but on utilise avec avantage une petite boîte à huile.

Le principal avantage de ce procédé est un isolement bien plus parfait.

Cette augmentation de l'isolement est due en grande partie à ce fait, que l'espace entre l'appui et l'intérieur de l'isolateur est toujours libre de tous filaments, etc., contrairement à ce qui a lieu lorsqu'on se sert d'étoupe goudronnée.

Une autre raison de cet isolement perfectionné est que les chapeaux d'isolateurs couvrent l'appui non seulement sur les côtés mais aussi en haut d'une masse isolatrice, imperméable. Une fêlure dans la partie supérieure de l'isolateur ne peut donc pas nuire, ou du moins nuirait très peu. Plusieurs expériences ont prouvé que l'isolateur peut même être complètement cassé du haut, de façon à montrer l'ouverture pour l'appui, sans influence notable sur l'isolement, du moins pendant quelque temps. Ce fait est d'une grande importance partout, où les isolateurs peuvent être endommagés, de même que dans les circonstances où l'on emploie des isolateurs qui n'ont pas été essayés chacun à part au point de vue électrique, comme cela a lieu souvent quand il s'agit des conduits à courants faibles. Parmi ces isolateurs non essayés il s'en trouve en effet un certain nombre qui ont des fêlures fines à travers la matière, et qui, en temps humide, provoquent une fuite d'électricité.

Une troisième raison très importante de cette augmentation de l'isolement, obtenue par les chapeaux d'isolateurs, est qu'ils sont imprégnés d'une matière huileuse grâce à laquelle les isolateurs agissent comme des isolateurs à huile. La surface huileuse avec ses plis au bas des chapeaux, entre l'appui et l'isolateur, offre une résistance très grande au passage du courant le long de la surface ; et comme cette surface se trouve à l'endroit le plus abrité en dedans de l'isolateur, elle peut se maintenir propre et servir longtemps. Il est clair cependant que l'huile est salie petit à petit par la poussière, etc. et que l'isolement diminue. Il reste néanmoins toujours supérieur à celui qu'on obtient lorsqu'on se sert d'étoupe goudronnée, et l'on peut facilement augmenter de nouveau cet isolement en dévissant l'isolateur et en remplaçant les chapeaux ou en imprégnant à nouveau les anciens. Ce procédé est à recommander particulièrement quand il s'agit de conduits importants à courants faibles, par exemple des conduits téléphoniques à longue distance.

Une cause bien connue de la diminution de l'isolement que l'on constate toujours sur les lignes anciennes est que des araignées et autres insectes se logent à l'intérieur des isolateurs entre les manchons et l'appui. Il est très probable que l'on pourrait, en employant des chapeaux d'isolateurs, éloigner cet inconvénient en ajoutant à la masse, dont sont imprégnés les chapeaux, du dioggot ou quelque autre matière dont l'odeur ferait fuir les insectes. Pourtant ceci n'a pas encore été essayé dans la pratique.

Outre l'augmentation de l'isolement, les chapeaux d'isolateurs présentent quelques autres avantages. Parmi ces avantages, il faut d'abord mentionner que le montage des isolateurs en est très facilité. L'expérience a démontré que le montage ne prend que la moitié du temps nécessaire lorsqu'on se sert d'étoupe goudronnée et que le travail ne demande aucune habileté spéciale.

D'autre part, les isolateurs montés à l'aide de ces chapeaux seront toujours mis concentriquement par rapport aux appuis, attendu que la matière des chapeaux se répartit d'elle-même également tout autour de l'appui.

On sait encore expérimentalement que la casse des isolateurs ne se produit que très rarement ou jamais lorsqu'on se sert des chapeaux d'isolateurs, ce qui constitue une économie des plus appréciables.

Il faut ajouter enfin que le dévissage des isolateurs de leurs appuis est très facilité par le nouveau procédé, ce qui est d'un grand intérêt sur toutes les lignes où les isolateurs sont exposés à la fumée et à la suie et doivent par conséquent être enlevés de temps en temps pour être nettoyés.

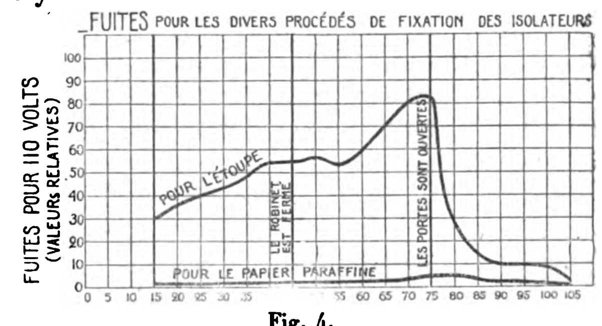


Fig. 4.

Pour démontrer l'influence des chapeaux

d'isolateurs sur l'isolement, nous reproduisons un diagramme (fig. 4) établi au laboratoire d'Essais de matériaux de l'École Technique Supérieure de Stockholm, selon des expériences comparatives entre les isolateurs montés sur étoupe goudronnée et les mêmes isolateurs montés sur des chapeaux de papier imprégné de paraffine. Ces essais furent exécutés dans une armoire à pluie artificielle, le diagramme montrant les fuites pendant la pluie et quelques moments après. Comme le démontrent les courbes, les chapeaux paraffinés donnent pour les fuites les plus importantes un résultat plus de 10 fois supérieur à celui que donne l'étoupe.

C. E.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & RADIOTÉLÉGRAPHIE

***Sur l'absorption et le pouvoir de radiation des métaux pour les ondes hertziennes.* — J.-R. von Geitler.** — *Annalen der Physik*, n° 2, 1907.

Bjerkness a montré que les métaux non magnétiques peuvent être classés dans le même ordre au point de vue de leur propriété d'amortir les ondes électriques que d'après leur résistance électrique spécifique. Les expériences avaient porté sur des ondes d'une seule période. L'auteur a cru intéressant d'étudier si, et dans quelle mesure, le rapport des constantes d'amortissement des différents métaux dépend de la longueur d'onde.

Le principe des mesures était le même que dans les expériences de Bjerkness. Ce savant employait des résonateurs de dimensions aussi semblables que possible en différents fils métalliques étirés dans la même filière, dont les extrémités pouvaient être reliées aux bornes de l'électromètre de Hertz-Bjerkness. D'après Bjerkness, on peut, après un petit nombre d'oscillations du circuit primaire fortement amorti, considérer le résonateur lui-même comme excitateur et représenter ses oscillations par l'équation

$$\varphi = Be^{-\beta t} \cos bt, \qquad (1)$$

en appelant φ la différence de potentiel des plaques de l'électromètre. La déviation de cet appareil est alors proportionnelle à l'impulsion

$$J = \int_0^\infty \varphi^2 dt,$$

qui, pour des valeurs pas trop élevées de la constante d'amortissement B, a pour valeur

$$J = B^2/4\beta. \qquad (2)$$

Les conclusions que l'on peut en tirer relativement au but poursuivi sont les suivantes :

Pour différents résonateurs dont la différence de potentiel initiale B est la même, le rapport n des déviations de l'électromètre a pour valeur :

$$n = \frac{J}{J'} = \frac{\beta'}{\beta}. \qquad (3)$$

Les valeurs de B étant les mêmes pour tous les résonateurs dans les expériences de Bjerkness et dans celles de l'auteur, la méthode donne la possibilité de déterminer d'une façon simple le rapport n de la constante d'amortissement pour différentes longueurs d'onde.

L'amortissement des oscillations dans un excitateur de Hertz résulte de deux actions différentes, et, par suite, les constantes B se composent de deux termes ; l'un d'eux, désigné par α dans la suite, se rapporte à la portion de l'énergie qui se transforme en chaleur Joule dans le fil : l'autre représente l'amortissement dû à la radiation produite dans l'espace environnant ; elle est désignée par δ dans ce qui suit. Le rapport n doit alors être écrit sous la forme :

$$n = \frac{\alpha' + \delta'}{\alpha + \delta}. \qquad (3)$$

Les décréments Joule dépendent essentiellement de la constitution et de la forme du résonateur, ainsi que de la période d'oscillation. Ils ont pour valeur

$$\alpha = \frac{w\tau}{3L}, \qquad (4)$$

τ étant la période d'oscillation, L le coefficient de self-induction, w la résistance du résonateur pour la valeur correspondante de τ. D'après Rayleigh et Stefan, la résistance est donnée, pour un métal non magnétique et pour des oscillations de courte période, par la formule

$$w = \frac{l}{R}\sqrt{\frac{\sigma}{\tau}} \qquad (5)$$

en appelant l la largeur totale, R le rayon et σ la résistivité du fil pour courant continu. Si l'on emploie des résonateurs exactement semblables en métaux différents, le rapport des décréments Joule est donné par la formule

$$\nu = \frac{\alpha'}{\alpha} = \sqrt{\frac{\sigma'}{\sigma}}, \qquad (6)$$

et est indépendant de la période. Si les décréments de Hertz sont très petits par rapport aux décréments Joule, la valeur de $n = \nu$ devrait être aussi indépendante de la période d'oscillation. Dans ce cas, l'existence d'une absorption anomale de l'un des métaux devrait être indiquée par le fait que la valeur de n diffère de la constante ν.

Mais on commettrait une erreur importante en négligeant simplement les décréments de Hertz vis-à-vis des décréments Joule, surtout quand il s'agit d'oscillateurs rectilignes comme ceux employés par Hertz. Dans les expériences de l'auteur, on a employé seulement des résonateurs à fils parallèles. Les considérations qui suivent sur la relation entre le rapport n et la période τ, quand les décréments δ ne doivent pas être négligés vis-à-vis des décréments α, se rapportent en premier lieu à des excitateurs (ou résonateurs) de cette forme.

On peut remarquer d'abord que, pour une seule et même période τ, les valeurs δ et δ' dans l'expression de n peuvent être supposées égales. Cela est dû à ce que la valeur de δ dépend uniquement, pour une constitution donnée de l'espace environnant, de la configuration géométrique du résonateur et non de sa constitution matérielle propre. Malgré cela, le pouvoir de radiation d'un résonateur dépend de ses propriétés matérielles.

On peut donc écrire :

$$n = \frac{\alpha' + \delta}{\alpha + \delta} = \frac{\nu + \gamma}{1 + \gamma}, \qquad (7)$$

en posant $\gamma = \delta/\alpha$, et en conservant à ν sa signification précédente (équation 6) : la valeur de ν doit toujours être inférieure à l'unité, condition qu'il est toujours possible de satisfaire par un choix convenable des métaux comparés. Pour trouver la relation entre le rapport n et la période τ, on peut opérer de la façon suivante :

De l'équation 7, on déduit directement l'égalité

$$\frac{dn}{d\gamma} = \frac{1 - \nu}{1 + \gamma^2}. \qquad (8)$$

D'après l'hypothèse faite sur ν, le deuxième membre de l'équation (8) est toujours positif ; il suffit donc de calculer $(d\gamma/d\tau)$ pour trouver le sens de la relation entre n et τ. D'après la définition de γ, on a :

$$d\gamma/d\tau \gtrless 0. \qquad (9)$$

quand on a l'inégalité

$$\frac{d\delta}{d\tau} = \gamma \frac{d\alpha}{dt} \gtrless 0. \qquad (5)$$

Si l'on introduit dans l'équation (4) la valeur de w tirée de l'équation (5) et la valeur de L relative à des fils parallèles d'écartement d et de longueur totale l, c'est-à-dire

$$2l \log_{nat}(d/R),$$

on obtient pour α la valeur suivante :

$$\alpha = \frac{\sqrt{\sigma . \tau}}{4R \log_{nat}(d/R)} = c\sqrt{\tau}. \qquad (4a)$$

Dans cette équation, c est toujours positif. Par suite, la valeur de la dérivée

$$\frac{d\alpha}{d\tau} = \frac{c}{2\sqrt{\tau}} \qquad (4b)$$

est toujours positive, et $d\alpha$ a le même signe que $d\tau$. Comme l'indiquait déjà l'équation (4a), le décrément Joule diminue avec la période d'oscillation (longueur d'onde).

D'après la formule (10), on a toujours

$$\gamma(d\alpha/d\tau) > 0.$$

Le signe de $(d\gamma/d\tau)$ dépend donc du signe, et éventuellement de la grandeur de $(d\delta/d\tau)$. On ne parvient pas, en général, à calculer analytiquement le décrément δ en fonction des constantes géométriques et de la période du résonateur, mais il est possible de prédéterminer avec quelque approximation le signe de $d\delta/d\tau$ pour les conditions considérées dans le cas dont il s'agit et dans d'autres cas simples. S'il n'y avait pas de radiation, δ aurait une valeur nulle et serait indépendant de la période. Ce serait le cas si le résonateur était formé de deux fils parallèles placés côte à côte à une distance négligeable par rapport à la longueur d'onde. Si l'on examine le cas de résonateurs réels formés de fils parallèles situés à une distance finie l'un de l'autre, la radiation doit être d'autant plus grande pour une période d'oscillation donnée que la distance des fils est plus grande, et que la longueur d'onde est plus courte ainsi que la période. Pour une valeur constante de d et pour une longueur variable correspondant à un point qu'on déplace, on doit avoir :

$$d\delta/\delta\tau < 0. \qquad (11)$$

Pour le cas dont il s'agit, on a donc toujours :

$$\frac{d\delta}{d\tau} - \gamma \frac{d\alpha}{d\tau} < 0.$$

D'après l'équation (10), on doit donc avoir toujours aussi :

$$d\gamma/d\tau < 0. \qquad (10a)$$

Mais, l'équation (8) ayant montré que l'on doit toujours avoir :

$$dn/d\gamma > 0,$$

il en résulte que, dans le cas des expériences de l'auteur, la valeur du rapport n des constantes d'amortissement doit croître quand la période d'oscillation diminue.

(A suivre.) R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur la détermination de l'intensité lumineuse horizontale moyenne des lampes à incandescence *(suite)* [1]. — **F. Uppenborn.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 14 février 1907.

3° *Méthode des miroirs d'angle de Siemens et Halske.* — Le banc photométrique employé dans cette méthode a une longueur de 2 mètres. Aux deux extrémités de la division sont disposés des miroirs d'angle fixes ; la tête du photomètre est mobile. Le tube de celui-ci est perpendiculaire au coffret qui enveloppe tout le photomètre. L'appareil est muni de deux échelles, l'une graduée en centimètres, l'autre en bougies Hefner. La division pour 10 bougies est placée au milieu du banc, c'est-à-dire à un mètre du zéro. La division est faite d'après la loi :

$$r = \frac{200}{1+\sqrt{10/J}} \quad \text{ou} \quad J = 10\left(\frac{r}{200-r}\right)^2,$$

J étant une intensité lumineuse déterminée et r la distance correspondante à l'origine en centimètres. L'éclairement E du photomètre n'est pas constant, mais dépend de r :

$$E = \frac{100\,000\,\alpha}{(200-r)^2},$$

α étant le rapport de l'action de la lumière accrue par le miroir à l'intensité lumineuse horizontale moyenne de la lampe étalon. La méthode de mesure est exactement la même que précédemment.

Les expériences furent faites par l'auteur sur ce banc de la même façon que pour la méthode précédente. Les résultats trouvés dans ces essais sont résumés par le tableau III. On voit encore ici que l'exactitude est satisfaisante tant que l'intensité lumineuse et la forme des filaments de la lampe à essayer et de la lampe étalon ne diffèrent pas beaucoup.

(1) *Éclairage Électrique*, t. L, 23 mars 1907, p. 435.

TABLEAU III

Méthode Siemens et Halske.

ESSAI	LAMPE ESSAYEE			LAMPE ÉTALON			ÉTALONNAGE de la LAMPE INTERMÉDIAIRE		ESSAI D'INTENSITÉ LUMINEUSE		ESSAI DE TENSION		
	n°	Volts.	Bougies.	n°	Volts.	Bougies.	Photomètre sur la division.	Tension de la lampe intermédiaire.	Intensité lumineuse de la lampe essayée.	Erreur %.	Division du photomètre.	Tension à la lampe d'essai.	Erreur %.
1 a	II	110	17,76	I	110	18,35	18,35	111,7	18,0	+ 1,35	17,76	110,0	± 0,00
1 b	I	110	18,35	II	110	17,76	17,76	111,9	18,36	+ 0,05	18,35	110,0	± 0,00
2 a	III	110	37,61	IV	110	35,42	35,42	112,9	37,60	— 0,03	37,61	110,0	± 0,00
2 b	IV	110	35,42	III	110	37,61	37,61	113,0	35,70	+ 0,79	35,42	109,8	— 0,18
3 a	VI	220	35,58	V	220	31,87	31,87	111,1	36,00	+ 1,18	35,58	218,8	— 6,54
3 b	V	220	31,87	VI	220	35,58	35,58	111,9	31,30	— 1,79	31,87	220,6	— 0,27
4 a	VIII	220	16,27	VII	220	20,79	20,79	111,7	16,50	+ 1,41	16,27	219,8	— 0,09
4 b	VII	220	20,79	VIII	220	16,27	16,27	111,4	20,50	— 1,39	20,79	220,6	+ 0,27
5 a	II	110	17,76	VIII	220	16,27	16,27	111,3	17,90	+ 0,79	17,76	110,0	± 0,00
5 b	VIII	220	16,27	II	110	17,76	17,76	112,0	15,90	— 2,28	16,27	221,0	+ 0,45
6 a	II	110	17,76	VI	220	35,58	35,58	112,0	17,50	— 1,47	17,80	110,2	+ 0,18
6 b	VI	220	35,58	II	110	17,76	17,76	112,3	35,00	— 1,63	35,58	220,8	+ 0,36

4° *Méthode de rotation.* — D'après la loi de Talbot, formulée par Helmholtz, si l'on installe sur un banc photométrique une lampe susceptible de tourner autour de son axe vertical, l'axe de la lampe coïncidant avec l'axe du photomètre, on peut, en imprimant à la lampe une rotation suffisamment rapide sur elle-même, déterminer par une seule mesure l'intensité horizontale moyenne de cette lampe. Cette méthode, fréquemment employée en Amérique, a été essayée aussi par l'auteur, et les résultats obtenus sont indiqués par le tableau IV. Comme on le voit, les valeurs trouvées sont généralement trop faibles, et il est impossible d'obtenir d'une façon exacte, avec la méthode de rotation, l'intensité lumineuse horizontale moyenne d'une lampe. L'une des principales sources d'erreur provient de ce que la force centrifuge déforme le filament quand la lampe tourne : c'est pourquoi les erreurs ont les valeurs les plus élevées sur les lampes I à IV qui possédaient les plus longs filaments. Si l'on réduit la vitesse de rotation, l'œil perçoit un papillotement au lieu de percevoir une impression lumineuse continue. Ce papillottement provient non seulement de la variation d'intensité lumineuse dans les différentes directions, mais principalement aussi de ce que beaucoup de lampes ne sont pas bien centrées sur leur support et décrivent des cercles avec leur pointe : ce phénomène était particulièrement sensible sur les lampes V et VI. On obtient de meilleurs résultats avec des lampes qui ne présentent pas ces défauts : par exemple, avec des lampes dont les filaments étaient bien soutenus, et, en particulier, avec une lampe au tantale, l'auteur a obtenu les chiffres du tableau V. Comme on le voit, les erreurs ne sont pas très considérables et sont d'un ordre de grandeur admissible pour des mesures pratiques.

TABLEAU IV

Détermination approximative de l'intensité horizontale moyenne par la méthode de rotation.

LAMPE N°	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
Intensité horizontale réelle. . . . bougies.	18,35	17,76	37,61	35,42	31,87	35,58	20,79	16,27
— approximative. —	16,9	16,6	34,1	32,9	29,8	33,8	20,10	15,65
Erreur en °/₀ de la valeur vraie. . . .	— 7,91	— 6,54	— 9,33	— 7,12	— 6,50	— 5,00	— 3,32	— 3,81

TABLEAU V

Expériences faites avec la méthode de rotation.

LAMPE N°	TENSION D'ESSAI en volts.	NOMBRE DE BOUCLES du filament.	HAUTEUR du FILAMENT	DIAMÈTRE MAX. DE BOUCLE		SUPPORT de FILAMENT	INTENSITÉ HORIZONTALE MOYENNE		ERREUR EN °/₀ de la valeur réelle.
				vertical.	horizontal.		réelle.	déterminée.	
			mm.	mm.	mm.				
a.	220	2	45	20	15	2, en bas.	8,63	8,60	— 0,35
b.	220	2	45	26	20	2, en bas.	7,55	7,50	— 0,65
c.	220	2	65	30	22	3, en bas.	30,0	28,9	— 3,67
Au tantale. . .	110	»	30	»	»	»	27,6	27,0	— 4,17

(A suivre.) E. B.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Perfectionnements aux éléments galvaniques. — *Centralblatt für Accumulatoren*, décembre-janvier-février

Pile sèche. — J. Brown. — Brevet américain 836480, 14 septembre 1906, acc. 20 novembre 1906.

Dans les piles sèches ordinaires, la résistance va en croissant du bas vers le haut, de sorte que le zinc est mangé d'abord à sa partie supérieure. Si l'on rend la résistance plus uniforme dans toute la hauteur de l'élément, la durée de celui-ci est accrue et l'intensité de courant maxima est augmentée. Pour cela, on emploie un crayon de zinc dont le diamètre va en décroissant du haut vers le bas, et un charbon dont le diamètre va en croissant.

Pile sèche. — C. L. Tarver. — Brevet américain 836 151, 5 mars 1906, acc. 25 novembre 1906.

La disparition de l'humidité est empêchée par l'emploi d'une couche de sable imprégné : en outre, le récipient est fermé hermétiquement.

Un récipient rectangulaire en zinc est amalgamé à sa partie inférieure : il est recouvert intérieurement et sur les côtés de carton de 3 millimètres d'épaisseur. Sur le fond de ce revêtement de carton est placée une électrode de charbon supportée par une couche inférieure de gypse. Au-dessus est disposée une couche épaisse de sable, puis la masse dépolarisante, et une nouvelle couche de sable. Enfin, après avoir placé un couvercle en carton, on coule sur le tout du brai ou de la cire. Le dépolarisant est formé de 3 parties de charbon et d'une partie de bioxyde de manganèse. Ce mélange forme une masse pâteuse avec une solution de sel ammoniac (1 : 3) additionnée d'acide sulfurique étendu (2 : 5).

Élément au chlore. — E. Buhot. — Brevet français 354 551 du 23 mai 1905.

Un récipient contenant du chlore liquide est relié à un autre récipient contenant l'électrolyte et les électrodes. Ces récipients peuvent tourner autour d'un arbre porté par deux paliers. Le second récipient consiste en deux calottes entre lesquelles est disposée la cathode en fer du commerce ou en zinc. De chaque côté de la cathode sont disposées des anodes en argent ou en charbon reliées électriquement l'une à l'autre. Les électrodes sont reliées par des conducteurs à deux bornes isolées des récipients : la jonction est effectuée par l'intermédiaire de godets de mercure.

On remplit le premier récipient de chlore liquide, le deuxième récipient à moitié d'acide chlorhydrique à 10 °/₀; on ouvre un peu le robinet de commmunication et l'on fait tourner l'appareil. A la cathode, il se forme du chlorure ; le chlore dépolarisant passe dans l'acide chlorhydrique. L'intensité de courant peut être modifiée par variation de la vitesse de rotation ou par réglage du robinet.

Élément au chlore. — E. Buhot. — Brevet français 363 787 du 2 mars 1906.

L'inventeur a réalisé un petit élément de poche pour lampes portatives. Le récipient est formé d'un cylindre inattaquable, en argent, en plomb platiné ou en charbon : il constitue l'électrode positive. L'électrode négative porte un renflement qui, s'appuyant sur un disque isolant, ferme l'élément à l'une de ses extrémités. L'autre extrémité de l'élément est fermée par un joint et par une calotte en plomb. On verse dans l'élément du pétrole ou un autre liquide plus léger que l'électrolyte, puis une solution à 2 ou 3 °/₀ de chlorure de zinc, puis le chlore liquide, et on ferme le tout. Au repos, le chlore est placé à la partie inférieure et l'électrolyte à la partie supérieure : celui-ci ne touche pas la plaque de zinc plongée dans le pétrole.

Élément fixe au chlore. — E. Buhot. — Brevet français 363 788, 2 mars 1906.

L'inventeur décrit un dispositif fixe dans lequel on peut employer comme électrodes négatives des déchets de métaux. Un récipient en maçonnerie goudronnée est séparé en deux parties par une paroi. Les électrodes positives sont formées par des blocs de charbon ; les électrodes négatives sont formées par des rails soutenues par des pièces en bois. Chaque élément comprend une électrode négative et deux électrodes positives. Des connecteurs relient entre eux les éléments successifs. Du chlore gazeux est amené par un conduit à la partie inférieure des éléments. L'excédent de chlore est aspiré par des ventilateurs et poussé dans des tubes de circulation. Des tuyaux amènent l'eau nécessaire. Chaque élément porte une vidange par laquelle s'écoulent les liquides épuisés. L'espace compris entre les électrodes est rempli de sable qu'humidifie le liquide conducteur.

TABLE MÉTHODIQUE DES MATIÈRES

Théories et Généralités.

Sur quelques théorèmes généraux relatifs à l'électrotechnique. — *H. Poincaré*. . . 293
Sur la désintégration atomique produite par les rayons ultraviolets. — *W. Ramsay* et *J.-F. Spencer*. 90
Potentiels explosifs dans les diélectriques liquides. — *R.-F. Earhart*. 168
Sur la diminution du potentiel explosif sous l'influence de certains rayons. — *J. Herweg*. 58
Sur la rigidité diélectrique de vides poussés. — *E. Madelung*. 346
Sur le rapport de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les engendrent. — *E. Carter*. 134
Observations spectroscopiques sur les rayons-canal dans les gaz composés. — *S. Kinoshita*. 307
Sur l'effet de Doppler dans les rayons-canal. — *J. Stark*. 348
Actions de la décharge électrique sur une flamme d'acétylène. — *C. Lorenz*. . . 202
Sur la formation et le spectre de la vapeur métallique dans l'étincelle électrique. — *B. Walter*. 23
Sur la décomposition du radium A, B et C. — *H.-W. Schmidt*. . . . 88, 132, 165, 204
Sur la radiation secondaire engendrée lorsque des rayons β du radium atteignent des couches métalliques minces. — *P. Dobler*. 420
Sur la radiation du thorium A. — *F. von Lerch*. 57
Sur les derniers produits de décomposition des éléments radio-actifs. — Produits de décomposition de l'uranium. — *B. Boltwood*. . . . . 381 et 447
Sur le radio-actinium. — *O. Hahn*. 24
Absorption des rayons α du radiotellure par les métaux. — *F. Meyer*. 56
Sur l'ionisation des gaz et des vapeurs salines. — *J.-G. Davidson*. 25
Mesures du phénomène de Zeeman sur les raies bleues du zinc. — *P. Weiss* et *A. Cotton*. 277
Sur l'effet Zeeman dans de faibles champs magnétiques. — *E. Gehrcke* et *O. v. Baeyer*. 276
Emploi du tube de Braun pour l'étude de l'hystérésis magnétique et diélectrique. — *E. Madelung*. 383

Génération et Transformation.

Sur le rendement des usines génératrices. — *Bibbins*. *85*
Étude sur les chaudières exposées à Nuremberg. *78*
Sur des chaudières à vapeur employées dans les usines génératrices de la ville de Londres. *198*
Sur les dépenses en combustible.. . . . . *135*
Influence de la grosseur des grains de charbon sur le rendement des chaudières. . . *8*
Grille de chaudière à chargement automatique de la « Hawley Down Draft Furnace ». *112*
Influence de la quantité de vapeur consommée sur la teneur en eau de la vapeur. — *Burkley*. *99*
Sur les turbines à vapeur. *37*
Nouvelle turbine à vapeur Belluzzo-Gadda. . *8*
Sur le rendement comparatif des turbines et des machines à vapeur fonctionnant à différentes charges. — *Goodenough*. . *133*
Emploi de la turbine à vapeur dans la marine de guerre. *135*
Séparation de l'huile de la vapeur condensée (brevets Böhm-Raffay et Davis Perret). 84
Moteurs à gaz et machines à vapeur à l'Exposition de Milan. *120*
Sur les usines génératrices employant des moteurs à gaz de forte puissance. — *C.-E. Douglas*. *163*
Résultats obtenus dans des installations équipées avec des moteurs à gaz. — *Windsor*. *102*

Frais d'exploitation dans les usines employant des moteurs à gaz. — *Schulte*. . . . 86
Sur les frais d'exploitation des différents moteurs. — *Esson*. 87
Sur les avantages des moteurs à gaz de forte puissance. — *Heym*. 56
Sur les moteurs à gaz. — *Schöttler*. 52
Moteur à gaz à piston fixe et cylindre mobile. 165
Sur le point d'allumage dans les cylindres de moteurs à gaz. 112
Moteurs à gaz à aspiration système Scharrer et Gross. 99
Emploi de moteurs Diesel dans une usine génératrice. 196, 197
Nouveau gazogène, système Hughes. . . . 165
Sur l'huile employée dans les transformateurs. — *Kinter*. 88
La question de la fumée et l'industrie. . . . 190

Étude et construction des machines électriques.

Machines électriques à grande vitesse (*fin*). — *S.-P. Thompson*. 26
Propriétés des rotors à collecteur. — *Marius Latour*. 5, 41, 77
Théorie et construction des machines à pôles de commutation. — *Pelikan*. 310
Nouvelle forme de machine à pôles de commutation. — *V.-A. Fynn*. 32
Calcul des machines électriques au point de vue de la commutation. — *C.-L. Kennedy*. . . . . 423 et 449
Prédétermination des ampère-tours d'entrefer. — *L. Legros*. 437
Sur le trajet des lignes de force dans les induits dentés. — *A. Müller*. 137
Sur la pulsation de l'induction dans les dents des machines électriques. — *O.-S. Bragstad*. 169, 206
Alternateur triphasé pour l'accouplement direct avec une turbine à vapeur. — *A. Kolben*. 207, 239, 278
Calcul de la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés. — *H. Görges*. 312, 351, 386
Réaction d'induit dans les générateurs monophasés. — *J. Sumec*. 62, 95
La chute de tension dans les alternateurs triphasés. — *H.-M. Hobart* et *F. Punga*. 59 92, 135
Transformateurs triphasés.—*A.-S. Mac Allister*. 427
Sur une méthode pour la détermination du rendement des dynamos à courant continu. — *P. Soulairol*. 185
Emploi de l'aluminium pour l'établissement des bobines de machines électriques. — *Alving*. 66
Sur l'échauffement des bobines inductrices. — *G.-A. Lister*. 242
Sur la déformation des courbes produites par le fer. — *Bedell* et *Tuttle*. 99
Production d'un déphasage de 90° au moyen de l'induction seule. — *E. Müllendorf*. . 100
Emploi de courant monophasé avec une source triphasée. — *A. Still*. 29
Sur la dispersion magnétique. — *W. Cramp*. 384, 425 et 451
Moteur monophasé à collecteur, système Déri. — *K. Schnetzler*. 65, 98
Les moteurs d'induction monophasés. — *A. Still*. . . . 139, 171, 243, 280, 354, 390
Notes sur le moteur shunt compensé monophasé. — *J. Bethenod*. 149
La réactance de dispersion des moteurs d'induction. — *Mac Allister*. 315
L'établissement de bobines d'induction. — *O. Eddy* et *M. Eastham*. 209, 283
Sur les avaries des machines et appareils électriques. — *Longridge*. 87

Transmission et Distribution.

Sur les réseaux à courants alternatifs. — *L. Lichtenstein*. . . . 356, 392, 429 et 453
Câbles à haute tension. — *Stott*. 102
Sur la capacité active des câbles de forte section et sa mesure au moyen de courant continu. — *W.-A. Kemann*. . . 285, 317
Nouveau procédé d'installation des isolateurs électriques. — *C. Egner*. 456
Poteaux en ciment Siegwart pour lignes de transmission. 27
Influence d'un courant secondaire sur les surtensions et la formation d'étincelles lors d'une rupture de courant. — *G. Benischke*. 67
L'influence des nouvelles lampes à incandescence à filament métallique sur le choix de la tension à adopter dans de nouveaux réseaux de distribution. — *Wikander*.. 166



Installations d'usines et de réseaux de distribution.

Le réseau électrique des Alpes-Maritimes. — *R. Frilley*.. 441
Turbines hydrauliques de l'usine de l'Isar. . *163*
Installation hydro-électrique du fleuve Yadkin. *163*
Usine génératrice de Belleville (États-Unis). . *162*
Usine génératrice d'Harrisburg. *162*
Développement des installations hydro-électriques à Huntingdon.. . . . . . *158*
Installations électriques de West Virginia Pulp and Paper C°. *149*
Usine municipale de Marglebone.. . . . . *130*
Usines génératrices desservant la ville de Berne.. . . . . *128*
Sur les distributions d'énergie électrique à Londres. . . . . *94* et *126*
Usine hydro-électrique de la Pueblo and suburban Traction and Lighting C°.. . *131*
Usine hydro-électrique de la rivière Saludu. . *132*
Usine génératrice de Mishawaka.. . . . . *132*
Nouvelle usine génératrice de Waltham. . . *133*
Installations électriques de Binghamton. . . *110*
Sur les résultats d'exploitation d'usines génératrices dans les grandes villes et sur l'influence de la fourniture de courant pour la traction électrique. — *G. Deltmar*. *19*
Influence des usines génératrices électriques sur le développement des villes de faible importance. — *L. Bernard*. . . *75*
Turbo-générateurs de 10 000 kilowatts du « Brooklyn Transit Railway ».. . . . *110*
Usine génératrice des lignes électriques de Canton à Akron. *75*
Distribution et utilisation de l'énergie électrique dans les mines mexicaines. *7*
Chutes d'eau dans le Japon et en Corée. . . *7*
Transport d'énergie électrique de Moutiers à Lyon. — *Jean Reyval*. . . . 13 et 46
Sur l'utilisation des chutes du Zambèse. . . *30*
Installations hydro-électriques dans la Ligurie. *24*
Usine hydro-électrique de Snowdon (Pays de Galles). *25*
Sous-stations et lignes de transmission du New-York Railroad. *40*
Proposition de loi sur les usines hydrauliques. *62*

Traction.

Quelques récentes installations de traction électrique par courant monophasé (Ligne du tunnel de Sarnia, ligne de Toledo à Chicago, lignes de Spokane, ligne de Baltimore à Washington, ligne de Vienne à Baden, ligne de Bloomington, Pontiac et Joliet). — *R. de Valbreuze*.. 191
Les installations de traction électrique du Pennsylvania Railroad. — *Oliver Allen*. . . 155
La traction électrique sur le métropolitain de Vienne. — *A. Solier*. 51, 80
Traction électrique dans la banlieue d'Athènes. *28*
Chemin de fer électrique du « Great Northern, Piccadilly and Brompton ». *57*
Traction électrique à Columbus et dans les États d'Ohio, de Michigan et d'Indiania,. . *59*
Chemin de fer monophasé de Tergnier à Anisy. *114*
Essais de moteurs de traction (Dispositif Westinghouse). *166*
Sur les roues en fonte. — *Andrews*.. . . . *115*
Nouveaux isolateurs pour fils de trôlet (brevet Hakansson). *28*
Sur les ruptures des fils de trôlet. *148*
Relations existant entre les frais d'exploitation pour différentes vitesses et la distance des stations, ainsi que le poids des automotrices. — *Anderson*.. . . . . *103*
Projet et rapport des chemins de fer électriques dans des contrées peu peuplées. — *Roberts*. *104*
Résultats d'exploitation obtenus sur les chemins de fer aériens. — *Brinkerhoff*. . *103*
La ventilation des chemins de fer et métropolitains souterrains. — *C. Birault*. *104* et *115*
Sur l'emploi de différents systèmes de freins sur les chemins de fer électriques (études de *MM. Graham, Williams, Hunter, Collins, Fox, Morley, Sayers*). . *99*
Pose de la voie et des traverses de tramways. — *Aldermann*.. . . . . *102*
Pose des rails de tramways. — *Clark*. . . . *102*
Sur la soudure des rails. *167*
Le Congrès des tramways de Columbus. . . *102*
Le IXe salon de l'automobile.. 2
Les voitures électriques. — *R. de Valbreuze*. . 116
Les voitures pétroléo-électriques. — *R. de Valbreuze*. 263



Applications mécaniques.

Nouvelle drague électrique de la Lübeckner Maschinenbau Gesellschaft. *152*
Cabestan électrique. *150*
Appareil de mise en train actionné par l'électricité (Felten et Guilleaume). . . . *119*
Pompe centrifuge à deux étages de la « Lea-Degen-Pump ». *138*
Sur les paliers et leur graissage. — *F.-H. Davies*. 138
Sur l'application de moteurs Diesel à la commande de pompe. *56*
Les ascenseurs des stations du chemin de fer souterrain du Great Northern, Piccadilly and Brompton. *198*

Oscillations hertziennes et Radiotélégraphie.

Sur l'absorption et le pouvoir de radiation des métaux pour les ondes hertziennes. — *J.-B. von Geitler*. 458
Étude expérimentale faite sur des circuits oscillants accouplés. — *F. Fischer*. 319, 360
Sur le transformateur à résonance. — *G. Benischke*. 212
Note sur l'influence d'une capacité intercalée dans le circuit secondaire d'un transformateur. — *P. Brenot*. 404
Sur la production d'oscillations non amorties. — *E. Thompson*. 201
Sur la production d'oscillations électriques non amorties. — *G. Benischke*. 101
Production d'oscillations électriques entretenues. — *F.-K. Vreeland*. 246
Oscillations électriques dans les bobines à noyaux métalliques. — *J.-S. Sachs*. . 394
Sur la production d'oscillations entretenues dans un arc de Duddell-Poulsen. — *J. Sahulka*. 396, 432
Expériences sur la télégraphie sans fil dans une direction. — *K.-E.-F. Schmidt*. . 176
Sur la radiation électrique d'antennes coudées. — *A. Fleming*. 141, 175
Influence du contrepoids sur l'amortissement d'une antenne de télégraphie sans fil. — *W. Burstyn*. 34
Sur la syntonisation des transmetteurs de radiotélégraphie. — *M. Wien*. 245
Sur l'Audion. — *Fleming*. 37
Nouveau détecteur d'ondes. — *F. Braun*. . . 103
Détecteur à vapeur de mercure pour radiotélégraphie. — *De Forest*. 144
Mesures de l'énergie reçue dans les postes radiotélégraphiques. — *G.-W. Pickard*.. 214
Commande électrique à distance par les ondes hertziennes. — *L. Torrès*. 144
Règlement adopté par la Conférence Internationale de Radiotélégraphie. *14, 34, 48* et *74*

Télégraphie et Téléphonie.

Étude du récepteur téléphonique. — *H. Poincaré*. 221, 257, 329 365, 401
Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques. — *J.-E. Joung*. . . . 216, 247, 288, 322
Télégraphie rapide système Pollak et Virag (*fin*). — *Désiré Korda*. 18
Sur la conservation de poteaux en bois des lignes télégraphiques.. . . . . . *199*

Éclairage.

Sur la transformation de l'énergie électrique en lumière. — *Ch.-P. Steinmetz*. . 144
Sur les lampes à arc. *152*
Emploi de lampes à magnétite et de redresseurs à mercure pour l'éclairage par arcs en série. — *N.-R. Birge*. . . . 106
Propriétés et applications industrielles de l'arc électrique produit au moyen d'électrodes en charbons mélangés de substances minérales. — *A. Blondel*. 372, 407
Sur la température et la radiation sélective de différentes lampes à incandescence. — *C.-V. Vaidner* et *G.-K. Burgess*. 38 et 70
Expériences sur les lampes au carbone, à l'osmium et au tantale. — *J.-T. Morris*. 72, 103
Sur les nouveaux types de lampes à incandescence. — *Cl.-A. Sharp*. 105
Nouvelle lampe au tungstène. — *J. Allen*. . . 249
Nouvelle lampe à incandescence Helion. — *H.-C. Parker* et *W.-G. Clark*. . . . 250



Nouvelle lampe à incandescence à filament métallique (brevet Zernig). 251
Lampe à incandescence à filament de titane. — *J.-A. Heany*. 434
Résultats d'expériences effectuées sur des lampes Osram. 290
Essais de lampes à incandescence. — *S.-B. Spinney*. 323
Vérification des lampes électriques à incandescence en Suisse. *154*
Sur les photomètres à papillotement. — *S. Dow*. 397
Détermination de l'intensité lumineuse horizontale moyenne de lampes à incandescence. — *Hyde* et *Cady*. 289
Sur la détermination de l'intensité horizontale moyenne de lampes à incandescence. — *F. Uppenborn*.. . . . . 435 et 460
Étude sur les étalons lumineux et sur l'état actuel des lampes à incandescence à haut voltage. — *Cl. Paterson*. . 324, 398
Sur l'absorption de l'atmosphère pour des rayons lumineux de différentes couleurs. — *C.-O. Bastian*. 40

Eléments primaires et accumulateurs.

Pile sèche. — *J. Brown*. 461
Pile sèche. — *C.-L. Tarver*. 462
Élément au chlore. — *E. Buhot*. 462
Perfectionnements à la fabrication d'électrodes pour accumulateurs alcalins. — *E.-W. Jungner*. 182
Procédé pour préparer électrolytiquement les plaques poreuses de zinc servant dans les accumulateurs électriques à électrolyte alcalin invariable. — *F.-E. Polzeniusz* et *R. Goldschmidt*. 182
Perfectionnement à l'isolement des accumulateurs alcalins. — *A.-E. Berglund*. . . 182
Accumulateur électrique à électrolyte alcalin. — *Th.-A. Edison*. 181
Électrodes d'accumulateur. — *Th.-A. Edison*. . 182
Plaque d'accumulateur. — *J.-H. Robertson*.. . 292
Élément secondaire. — *L.-H. Flanders*. . . . 292
Séparateurs, enveloppes, etc., en tissus de nitrocellulose pour électrodes d'accumulateurs. — *C.-E. Dörr*. 291
Plaque d'accumulateur. — *F.-C. Hood*. . . . 292
Procédé de l'*Accumulatoren-Fabrik-A. G.* pour récupérer ou conserver la capacité des accumulateurs électriques. 291
Accumulateur. — *J. Landsing*.. 292
Plaque d'accumulateur avec contact à mercure. — *Dreihardt*. 292

Électrochimie.

L'application de la théorie des électrons à l'électrolyse. — *E.-E. Fournier d'Albe*. 237
L'électrolyse des mélanges. — *Georges Rosset*. 234, 301, 339
Les industries électrochimiques et électrométallurgiques en 1906. — *G. Kershaw*. . *142*
Sur quelques expériences pour la récupération du fer et du nickel des déchets de tôles nickelées. — *K. Richter*. 363
Variation de la polarisation pendant les phénomènes électrolytiques. — *Danneel*. . 326
Sur le fonctionnement des électrodes en aluminium. — *G. Schulze*.. 251
Sur la décomposition de l'ammoniaque et la formation de l'ozone sous l'effet de la décharge silencieuse. — *R. Pohl*. . . 253
Nouveau four électrique. — *A. Schwaz*.. . . 148
Sur le chlore électrolytique. — *P. Ferchland* . 147

Méthodes et appareils de mesures.

Sur la méthode Pirani. — *Otto de A. Silva*. . 113
Méthode pour rendre constante la différence de potentiel aux bornes de batteries employées dans les mesures. — *W.-P. White*. 327
Sur la mesure de la puissance dans les systèmes triphasés à conducteur neutre. — *E. Orlich*. 254
Interrupteur rotatif pour les mesures de capacité. — *F. Kurlbaum* et *W. Jaeger*.. . 220
Nouvel appareil Kelvin. — *Rypinski*. . . . 184
Mesure approximative, par une méthode électrolytique, de la capacité électrostatique entre un cylindre métallique vertical et la terre. — *A.-E. Kennely* et *S.-E. Whiting*. 183, 218
Emploi du sécohmètre pour la mesure de résistances etde .apacités combinées. —



S.-R. Milner.......... 110
Mesures des déphasages dans les résistances et les transformateurs. — *Ch.-V. Drysdale*.......... 74, 107
Sur le thermomètre à fil de platine. — *Jaeger* et *Steinwehr*.......... 112
Sur la constance des thermo-éléments employés dans les pyromètres électriques. — *W.-P. White*.......... 327

Divers.

Propriétés électriques des modifications de sélénium sous l'action de la chaleur et de la lumière. — *P.-V. Schrott*.. . . 256
Installation d'éclairage, de chauffage et de cuisine électriques de l'hôtel de Moserboden. *107*
Installations électriques d'une fabrique de briquettes de tourbe.......... *167*
Sur l'éclairage électrique des wagons postaux en Allemagne.......... *170*
Sur les accidents occasionnés par l'électricité dans les mines.......... *201*
Prix décernés par l'Académie des Sciences à sa séance du 27 décembre 1906.. . . *14*
Programme du concours ouvert par la Société industrielle d'Amiens.......... *91*
Conférences publiques du conservatoire des arts et métiers.......... *92*
Brevets autrichiens et allemands.. . . . *8*, *88*

Études économiques et Renseignements commerciaux.

L'industrie électrique en Allemagne. . . . *46*
La consommation du cuivre.......... *42*
Sociétés, concessions et projets. . . *44*, *76*, *203*
Publications commerciales.......... *203*

Bibliographie.

Die Kohlenglühfäden für Elektrische Glühlampen (les filaments de charbon pour lampes à incandescence électriques), par *H. Weber*.......... *156*
Transformatoren und asynchromotoren (Transformateurs et moteurs asynchrones), par *W. Winkelmann*.......... *156*
Vorlesungen über Elektrodynamik und Theorie der Magnetismus (Leçons sur l'Electrodynamique et la théorie du magnétisme), par *O. Krigar Menzel* et *M. Lane*. *140*
L'année électrique, électrothérapique et radiographique, par *Foveau de Courmelles*. . *140*
Précis d'électricité, par *P. Niewenglowski*. . . *139*
Manuel de l'apprenti et de l'amateur électricien (V^e^ partie), par *H. de Graffigny*. . . *108*
Annuaire du Bureau des Longitudes pour l'an 1907.......... *108*
Traité de manipulation et de mesures électriques et magnétiques industrielles, par *H. Pécheux*.......... *108*
Die Gleischstrommachine (la machine à courant continu), par *Arnold* (1er volume : Théorie et essais).......... *60*
Handbuch der Physik, du Dr *A. Winkelmann* (1er volume, 1re partie : Physique générale).......... *44*
Bases d'une théorie mécanique de l'électricité, par *M. Seligmann-Lui*.......... *44*
Das Elektrische Bogenlicht : Seine Entwickelung und seine Grundlagen (l'arc électrique, son développement et ses bases), par *Biegon von Czudnochowski*. . . . *11*
Handbuch der Physik (Manuel de Physique), du Dr *A. Winkelmann* (3e volume, 2e partie).......... *12*

TABLE DES NOMS D'AUTEURS

A

Allen (J.). — Nouvelle lampe au tungstène. . 249

Allen (Oliver). — Les installations de traction électrique de Pennsylvania Railroad. . 155

…ldermann. — Pose de la voie et des traverses de tramways. *102*

… — Emploi de l'aluminium pour l'établissement des bobines de machines électriques. 66

…. — Relations existant entre les frais …'exploitation pour différentes vitesses …t la distance des stations, ainsi que le …oids des automotrices. *103*

… — Sur les roues en fonte.. . . . *115*

B

…. v.). — Voir *Gehrcke* (*E.*).

….-O.). — Sur l'absorption de l'atmo…hère pour des rayons lumineux de …férentes couleurs. 40

…uttle. — Sur la déformation des …rbes produites par le fer.. . . . 99

…G.). — Influence d'un courant se…daire sur les surtensions et la for…ion d'étincelles lors d'une rupture …ourant. 67

… la production d'oscillations élec…ues non amorties. 101

… Sur le transformateur à résonance. . 212

Berglund (A.-E.). — Perfectionnement à l'isolement des accumulateurs alcalins.. . 182

Bernard (L.). — Influence des usines génératrices électriques sur le développement des villes de faible importance.. . . *75*

Bethenod (J.). — Notes sur le moteur Shunt compensé monophasé.. 149

Bibbins. — Sur le rendement des usines génératrices. *85*

Birault (G.). — La ventilation des chemins de fer et métropolitains souterrains. *104* et *116*

Birge (N.-R.). — Emploi de lampes à magnétite et de redresseurs à mercure pour l'éclairage par arcs en série.. . . . 106

Blondel (A.). — Propriétés et applications industrielles de l'arc électrique produit au moyen d'électrodes en charbons mélangés de substances minérales. 372, 407

Boltwood (B.). — Sur les derniers produits de décomposition des éléments radioactifs. — Produits de décomposition de l'uranium. 381, 447

Bragstad (O.-S.). — Sur la pulsation de l'induction dans les dents des machines électriques. 169, 206

Braun (F.). — Nouveau détecteur d'ondes. . 103

Brenot (P.). — Note sur l'influence d'une capacité intercalée dans le circuit secondaire d'un transformateur. 404

Brinkerhoff. — Résultats d'exploitation obtenus sur les chemins de fer aériens. . *103*

Brown (J.). — Pile sèche. 461

Buhot (E.). — Élément au chlore. 462

Burgess (G.-K.). — Voir *Waidner* (*C.-V.*).

Burkley. — Influence de la quantité de vapeur consommée sur la teneur en eau de la vapeur.. . . . . *99*

Burstyn (W.). — Influence de contrepoids sur l'amortissement d'une antenne de télégraphie sans fil.. 34

C

Cady. — Voir *Hyde*.

Carter (E.). — Sur le rapport de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les engendrent. 134

Clark. — Pose des rails de tramways.. . . *102*

Clark (W.-G.). — Voir *Parker* (*H.-C.*).

Collins. — Voir *Graham*.

Cotton (A.). — Voir *Weiss* (*P.*).

Cramp (W.). — Sur la dispersion magnétique. 384, 425, 451

D

Danneel. — Variation de la polarisation pendant les phénomènes électrolytiques. . 326

Davidson (J.-G.). — Sur l'ionisation des gaz et des vapeurs salines. 25

Davies (F.-H.). — Sur les paliers et leur graissage. *138*

Deltmar (G.). — Sur les résultats d'exploitation d'usines génératrices dans les

grandes villes et sur l'influence de la fourniture de courant pour la traction électrique. *19*
Dobler (P.). — Sur la radiation secondaire engendrée lorsque des rayons β du radium atteignent des couches métalliques minces. 420
Dörr (C.-T.). — Séparateurs, enveloppes, etc., en tissus de nitrocellulose pour électrodes d'accumulateurs. 291
Douglas (C.-E.). — Sur les usines génératrices employant des moteurs à gaz à forte pression. *163*
Dow (J.-S.). — Sur les photomètres à papillotement. 397
Dreihardt. — Plaque d'accumulateur avec contact à mercure. 292
Drysdale (Ch.-V.). — Mesures des déphasages dans les résistances et les transformateurs. 74, 107

E

Earhart (R.-F.). — Potentiels explosifs dans les diélectriques liquides. 168
Eastham (M.). — Voir *Eddy (O.)*.
Eddy (O.) et Eastham (M.). — L'établissement de bobines d'induction. . . . 209, 283
Edison (Th.-A.). — Accumulateur électrique à électrolyte alcalin. 181
Électrode d'accumulateur. 182
Egner (C.). — Nouveau procédé d'installation des isolateurs électriques. 456
Esson. — Sur les frais d'exploitation des différents moteurs. *87*

F

Ferchland (P.). — Sur le chlore électrolytique. 147
Fischer (F.). — Étude expérimentale faite sur des circuits oscillants accouplés. 319, 360
Flanders (L.-H.). — Élément secondaire.. . 292
Forest (de). — Détecteur à vapeur de mercure pour radiotélégraphie.. 144
Fox. — Voir *Graham*.
Fleming (A.). — Sur l'audion.. 37
Sur la radiation électrique d'antennes coudées. 141, 175
Fournier d'Albe (E.-E.). — L'application de la théorie des électrons à l'électrolyse. 237
Frilley (R.). — Le réseau électrique des Alpes-Maritimes. 441
Fynn (V.-A.). — Nouvelle forme de machine à pôles de commutation.. 32

G

Gehrcke (E.) et Baeyer (O. v.). — Sur l'effet Zeeman dans de faibles champs magnétiques.. 276
Geitler (J.-R. von). — Sur l'absorption et le pouvoir de radiation des métaux pour les ondes hertziennes.. 458
Goldschmidt (R.). — Voir *Polzeniusz (F.-E.)*.
Goodenough. — Sur le rendement comparatif des turbines et machines à vapeur fonctionnant à différentes charges. . . . *103*
Görges (H.). — Calcul de la force électromotrice d'enroulements polyphasés et monophasés. 312, 351, 386
Graham, Williams, Hunter, Collins Fox, Morley et Sayers. — Sur l'emploi de différents systèmes de freins sur les chemins de fer électrique. *99*

H

Hahn (O.). — Sur le radio-actinium. . . . 24
Heany (J.-A.). — Lampe à incandescence à filament de titane. 434
Herweg (J.). — Sur la diminution de potentiel explosif sous l'influence de certains rayons. 58
Heym. — Sur les avantages des moteurs à gaz de forte puissance.. . . . . *56*
Hobart (H.-M.) et Punga (F.). — La chute de tension dans les alternateurs triphasés. 59
92, 135
Hood (F.-C.). — Plaque d'accumulateur. . . 292
Hunter. — Voir *Graham*.
Hyde et Cady. — Détermination de l'intensité lumineuse horizontale moyenne de lampes à incandescence. 289

J

Jaeger (W.). — Voir *Kurlbaum (F.)*.
Jaeger et Steinwehr. — Sur le thermomètre à fil de platine. 112
Joung (J.-E.). — Sur l'inductance et l'impédance des circuits télégraphiques et téléphoniques.. . . . 216, 247, 288, 322
Jungner (E.-W.). — Perfectionnements à la fabrication d'électrodes pour accumulateurs alcalins.. 182

K

Kemann (W.-A.). — Sur la capacité active des câbles de forte section et sa mesure au moyen de courant continu. . . 285, 317
Kennedy (C.-L.). — Calcul des machines électriques au point de vue de la commutation.. . . . . 423, 449
Kennely (A.-E.) et Whiting (S.-E.). — Mesure

approximative, par une méthode électrolytique, de la capacité électrostatique entre un cylindre métallique vertical et la terre. 183, 218
Kershaw (G.). — Les industries électrochimiques et électrométallurgiques en 1906. 142
Kinoshita (S.). — Observations spectroscopiques sur les rayons-canal dans les gaz composés. 307
Kolben (A.). — Alternateur triphasé pour l'accouplement direct avec une turbine à vapeur. 207, 239, 278
Korda (Désiré). — Télégraphie rapide, système Pollak et Virag (*fin*). 18
Kurlbaum (F.) et **Jaeger** (W.). — Interrupteur rotatif pour les mesures de capacité. . 220

L

Landsing (J.). — Accumulateur. 292
Latour (Marius). — Propriétés des rotors à collecteur. 5, 41, 77
Legros (L.). — Prédétermination des ampère-tours d'entrefer dans les machines électriques. 437
Lerch (F. v.). — Sur la radiation du thorium A. 57
Lichtenstein (L.). — Sur les réseaux à courants alternatifs. . 356, 392, 429, 453
Lister (G.-A.). — Sur l'échauffement des bobines inductrices. 242
Lorenz (C.). — Actions de la décharge électrique sur une flamme d'acétylène. . 202

M

Mac Allister (A.-S.). — La réactance de dispersion des moteurs d'induction. . . 315
Transformateurs triphasés. 427
Madelung (E.). — Sur la rigidité diélectrique de vides poussés. 346
Emploi du tube de Braun pour l'étude de l'hystérésis magnétique et diélectrique.. 383
Meyer (F.). — Absorption des rayons α du radiotellure par les métaux. 56
Milner (S.-R.). — Emploi du sécohmmètre pour la mesure de résistances et de capacités combinées. 110
Morley. — Voir *Graham*.
Morris (J.-T.). — Expériences sur les lampes au carbone, à l'osmium et au tantale. 72, 103
Möllendorf (E.). — Production d'un déphasage de 90° au moyen de l'induction seule.. 100
Müller (A.). — Sur le trajet des lignes de force dans les induits dentés. . . . 137

O

Orlich (E.). — Sur la mesure de la puissance dans les systèmes triphasés à conducteur neutre. 254

P

Parker (H.-C.) et **Clark** (W.-G.). — Nouvelle lampe à incandescence Helion. . . . 250
Paterson (Cl.). — Étude sur les étalons lumineux et sur l'état actuel des lampes à incandescence à haut voltage. . 324, 398
Pelikan. — Théorie et construction de machines à pôles de commutation.. . . 310
Pickard (G.-W.) — Mesures de l'énergie reçue dans des postes radiotélégraphiques. . 214
Pohl (R.). — Sur la décomposition de l'ammoniaque et la formation de l'ozone sous l'effet de la décharge silencieuse. . . 253
Poincaré (H.). — Étude du récepteur téléphonique. 221, 257, 329, 365, 402
Sur quelques théorèmes généraux relatifs à l'électrotechnique. 293
Polzeniusz (F.-E.) et **Goldschmidt** (R.). — Procédé pour préparer électrolytiquement les plaques poreuses de zinc servant dans les accumulateurs électriques à électrolyte alcalin invariable.. . . . 182
Punga (F.). — Voir *Hobart* (*H.-M.*).

R

Ramsay (W.) et **Spencer** (J.-F.). — Sur la désintégration atomique produite par les rayons ultraviolets. 91
Richter (K.). — Sur quelques expériences pour la récupération du fer et du nickel des déchets de tôles nickelées. 363
Reyval (Jean). — Transport d'énergie électrique de Moutiers à Lyon. . . 13, 46
Roberts. — Projet et rapport des chemins de fer électriques dans des contrées peu peuplées. 104
Robertson (J.-H.). — Plaque d'accumulateur. 292
Rosset (Georges). — L'électrolyse des mélanges. 234, 301, 339
Rypinski. — Nouvel appareil Kelvin. . . . 184

S

Sachs (J.-S.). — Oscillations électriques dans les bobines à noyaux métalliques. . . 394
Sahulka (J.). — Sur la production d'oscillations entretenues dans un arc de Duddell Poulsen. 396, 432

Sayers. — Voir *Graham*.
Schmidt (H.-W.). — Sur la décomposition du radium A, B et C. . . 88, 132, 165, 204
Schmidt (K.-E.-F.). — Expériences sur la télégraphie sans fil dans une direction. . 176
Schnetzler (K.). — Moteur monophasé à collecteur, système Déri. 65, 98
Schulte. — Frais d'exploitation dans les usines employant des moteurs à gaz. . . . *86*
Schöttler. — Sur les moteurs à gaz. . . . *52*
Schrott (P.-V.). — Propriétés électriques des modifications du sélénium sous l'action de la chaleur et de la lumière. . . . 256
Schulze (G.). — Sur le fonctionnement des électrodes en aluminium.. 251
Schwarz (A.). — Nouveau four électrique. . . 148
Sharp (Cl.-H.). — Sur les nouveaux types de lampes à incandescence. 105
Silva (Otto de A.). — Sur la méthode de Pirani. 113
Solier (A.) — La traction électrique sur le métropolitain de Vienne. . . . 51, 80
Soulairol (P.). — Sur une méthode pour la détermination du rendement des dynamos à courant continu.. 185
Spencer (J.-F.). — Voir *Ramsay (W.)*.
Spinney (S.-B.). — Essais de lampes à incandescence. 323
Stark (J.). — Sur l'effet de Doppler dans les rayons-canal. 348
Steinmetz (Ch.-P.). — Sur la transformation de l'énergie électrique en lumière. 144, 179
Steinwehr. — Voir *Jaeger*.
Still (A.). — Emploi de courant monophasé avec une source triphasée. 29
Les moteurs d'induction monophasés. 139
171, 243, 280, 354, 390
Stott. — Câbles à haute tension.. . . . . *102*
Sumec (J.). — Réaction d'induit dans les générateurs monophasés. 62, 95

T

Tarver (C.-L.). — Pile sèche. 462
Thompson (E.). — Sur la production d'oscillations non amorties. 101
Thompson (S.-P.). — Machines électriques à grande vitesse (*fin*). 26
Torrès (L.). — Commande électrique à distance par les ondes hertziennes. . . 144
Tuttle. — Voir *Bedell*.

U

Uppenborn (F.). — Sur la détermination de l'intensité horizontale moyenne de lampes à incandescence. . . . 435, [illegible]

V

Valbreuze (R. de). — Les voitures électriques. [illegible]
Quelques récentes installations de traction électrique par courant monophasé. 191
Les voitures pétroléo-électriques. . . [illegible]
Vreeland (F.-K.). — Production d'oscillations électriques entretenues. . . . . . [illegible]

W

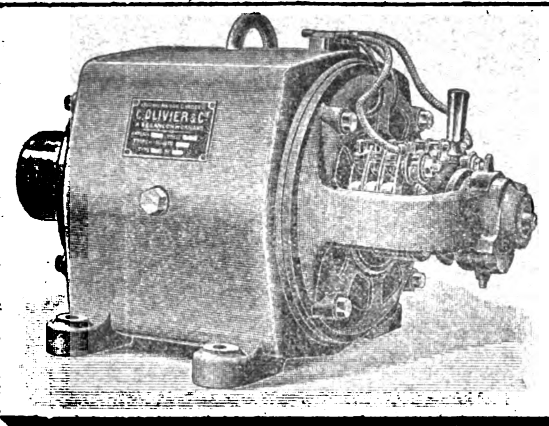
Waidner (C.-V.) et Burgess (G.-K.). — Sur la température et la radiation sélective de différentes lampes à incandescence. 38, [illegible]
Walter (B.). — Sur la formation et le spectre de la vapeur métallique dans l'étincelle électrique. . . . . [illegible]
Weiss (P.) et Cotton (A.). — Mesures du phénomène de Zeeman sur les raies bleues du zinc. . . . . [illegible]
White (W.-P.). — Méthode pour rendre constante la différence de potentiel aux bornes de batteries employées dans les mesures. . . . . [illegible]
Sur la constance des thermo-éléments employés dans les pyromètres électriques. . . . . [illegible]
Whiting (S.-E.). — Voir *Kennely (A.-E.)*.
Wien (M.). — Sur la syntonisation des transmetteurs de radiotélégraphie. . . . [illegible]
Wikander. — L'influence des nouvelles lampes à incandescence à filament métallique sur le choix de la tension à adopter dans de nouveaux réseaux de distribution . . . . [illegible]
Williams. — Voir *Graham*.
Windsor. — Résultats obtenus dans des installations équipées avec des moteurs à gaz. . . . . [illegible]

Z

Zernig (D[r]). — Nouvelle lampe à incandescence à filament métallique. . . . . . . [illegible]

Chartres. — Imprimerie Durand, rue Fulbert.

Le Gérant : J.-B. Nouet.



C. OLIVIER ET CIE

Fournisseurs de la Marine, des Télégraphes, des Chemins de fer et du Métropolitain

Dynamos et Appareillage continu et alternatif
Lampes à arc. Pompes centrifuges électriques
Compresseurs d'air et Meules électriques

Usine à ORNANS (Doubs)

Agent général à Paris
G. JARRE, 9, rue Louis-le-Grand, PARIS
TÉLÉPHONE : 154-60

GENERAL ELECTRIC DE FRANCE L^D



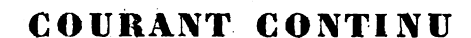
(Lucien ESPIR, Administrateur délégué)
11bis, Rue de Maubeuge, PARIS

VENTILATEURS ÉLECTRIQUES

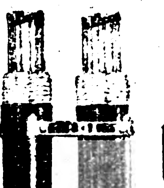
de Table, de Plafond, Etc.

Aspirateurs, Appliques, Etc.





COURANT CONTINU OU ALTERNATIF



SOCIÉTÉ GÉNÉRALE des CONDENSATEURS ÉLECTRIQUES

Système MOSCICKI
FRIBOURG (Suisse)

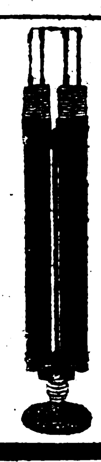
CONDENSATEURS INDUSTRIELS à HAUTE TENSION

Protections des réseaux contre les décharges atmosphériques et contre les surtensions. — SUPPRESSION DU DÉCALAGE DE PHASE et de la chute de tension des alternateurs. — Démarrage en charge des moteurs triphasés sur courant monophasé.

PRODUCTION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE. — TÉLÉGRAPHIE SANS FIL. — RAYONS X. — BATTERIES POUR PRODUCTION D'EFFLUVES. — OZONISEURS.

Exposition de Milan 1906. — Diplôme d'honneur.

CONTI, Ingénieur E. C. P., 5, rue d'Assas, Paris. Représentant pour la France.



SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE L'ACCUMULATEUR TUDOR

SOCIÉTÉ ANONYME, CAPITAL **1 600 000** FRANCS

Siège Social : 81, rue Saint-Lazare, 81 — PARIS

USINES : 39 et 41, route d'Arras, 39 et 41 — LILLE

INGÉNIEURS-REPRÉSENTANTS :

ROUEN, 2, place Carnot. — LYON, 106, rue de l'Hôtel-de-Ville. — NANTES, 7, rue Scribe. — TOULOUSE, 62, rue Bayard. — NANCY, 2bis, rue Isabey.

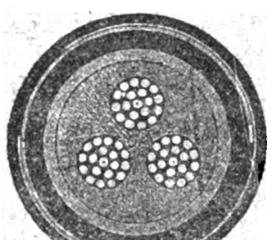
ADRESSE TÉLÉGRAPHIQUE :

Tudor Paris, Tudor Lille, Tudor Rouen, Tudor Nantes, Tudor Lyon, Tudor Toulouse, Tudor Nancy.

TYPES SPÉCIAUX POUR L'ALLUMAGE DES MOTEURS

GEOFFROY & DELORE

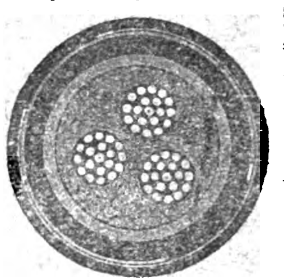
Téléphone, 1re ligne : 503-71 — 28, Rue des Chasses, à CLICHY (Seine) — Téléphone, 2e ligne : 503-73



PARIS, 1900 : GRAND PRIX

CÂBLES & FILS ISOLÉS

pour toutes les Applications de l'Électricité



Système complet de canalisations pour courant électrique continu, alternatif, triphasé, pour tensions de

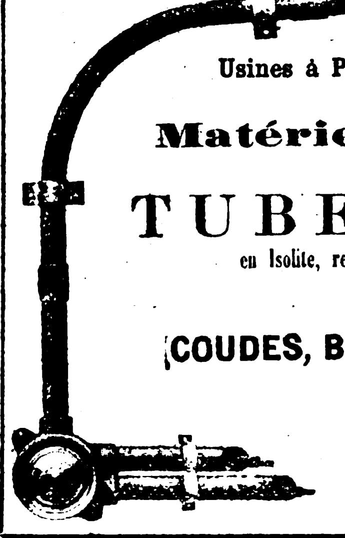
30000 VOLTS,

comprenant les câbles conducteurs, les boîtes de jonction, de branchement d'abonnés, d'interruption, etc.

De très importants Réseaux de câbles souterrains armés de notre système fonctionnant à 30 000, 10 000, 5 000, 2 500, 500, 110 VOLTS sont actuellement en marche normale

Des Références sont envoyées sur demande

ACCUMULATEURS " ALPHA " & " OMÉGA "



Sté Anonyme des Établissements ADT

Usines à Pont-à-Mousson — Bureau à Paris, Rue de Turbigo, 45

Matériel d'installations électriques ADT

TUBES ISOLATEURS ADT

en Isolite, recouverts ou non de laiton de tôle d'acier plombée (type réforme) ou de tube d'acier sans soudure (type cuirassé)

COUDES, BOITES DE DÉRIVATIONS, INTERRUPTEURS ADT

Seule Maison pouvant livrer actuellement, à aes prix défiant toute concurrence, les tubes à recouvrement d'acier **sans soudure.** **ADT**

LE SEUL ADOPTÉ AU MÉTROPOLITAIN

ATELIERS RUHMKORFF

J. CARPENTIER

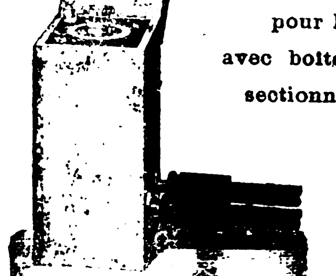
PARIS, 20, rue Delambre — *Ingénieur-Constructeur* — 20, rue Delambre, PARIS

Electrodynamomètres J. CARPENTIER

pour la mesure des intensités ou des différences de potentiel des courants alternatifs

Wattmètres à Miroir

pour Laboratoires



Wattmètre portatif J. Carpentier pour la vérification des compteurs

Wattmètres portatifs à torsion

pour la vérification des Compteurs avec boîtes de résistances indépendantes sectionnées pour différentes sensibilités

Wattmètres à lecture directe

pour tableaux de distribution

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SOMMAIRE

Pages.

LATOUR (M.). — Propriétés des rotors à collecteur 5

REYVAL (J.). — Transport d'énergie électrique de Moutiers à Lyon. 13

KORDA (D.). — Télégraphie rapide système Pollak et Virag *(fin)*. 18

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

Théories et généralités. — Sur la formation et le spectre de la vapeur métallique dans l'étincelle électrique, par B. Walter. 23

Sur le radioactinium, par O. Hahn. 24

Sur l'ionisation des gaz et des vapeurs salines, par J.-G Davidson. 25

Génération et Transformation. — Machines électriques à grande vitesse *(fin)*, par S.-P. Thompson. . . 26

Emploi de courant monophasé avec une source triphasée, par A. Still. 29

Nouvelle forme de machine à pôles de commutation, par V.-A. Fynn. 32

Oscillations hertziennes et Radiotélégraphie. — Influence du contrepoids sur l'amortissement d'une antenne de télégraphie sans fil, par W. Burstyn. 34

Sur l'Audion, par Fleming. 37

Éclairage. — Sur la température et la radiation sélective de différentes lampes à incandescence, par C.-V. Waidner et G.-K. Burgess. 38

Absorption par l'atmosphère de rayons lumineux de différentes longueurs d'onde, par C.-O. Bastian. 40

NOTES ET NOUVELLES

Note sur le 9e Salon de l'Automobile. 2

Chutes d'eau du Japon et de la Corée. — Utilisation de l'énergie électrique dans les mines mexicaines. . . 7

Nouvelle turbine à vapeur Belluzzo-Gadda. 8

Brevets demandés et accordés en Allemagne et en Autriche. 8

Bibliographie. 11

NOTES ET NOUVELLES

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur les distributions d'énergie électrique à Londres.

L'*Elektrotechnische Zeitschrift* du 27 janvier publie une intéressante étude sur l'alimentation de la ville de Londres en énergie électrique.

La commission royale, chargée de l'étude des conditions locales, a déposé ses conclusions relatives à la région comprise dans un cercle de 60 kilomètres de diamètre dont Londres occupe le centre. A l'heure actuelle 70 usines génératrices indépendantes les unes des autres fournissent l'énergie électrique nécessaire pour les différentes applications : la société la plus puissante est l'*Administrative Power C°*. Les travaux de la commission montrent quelles économies considérables de capital et de frais d'exploitation, on pourrait réaliser en centralisant entre les mains d'une seule compagnie toute la fourniture de l'énergie électrique nécessaire à la région indiquée, et en adoptant le projet présenté à cet effet par la compagnie sus-énoncée. A l'heure actuelle, la valeur du capital immobilisé par kilowatt dans les différentes usines génératrices est en moyenne de 1 275 francs. D'après le projet de l'*Administrative Power C°*, le capital immobilisé par kilowatt s'abaisserait à 210 francs par la création d'une vaste usine génératrice de 90 000 kilowatts. Des différences analogues sont relatives aux frais d'exploitation. Le prix du charbon est actuellement compris entre 17 fr. 50 et 19 francs pour les usines génératrices situées dans l'intérieur de Londres : l'*Administrative Power C°*, au contraire, pourrait, par un emploi judicieux des transports par voie fluviale, utiliser du charbon qui lui coûterait seulement dix francs la tonne. De même tous les autres frais d'exploitation devraient être considérablement abaissés, de telle sorte que cette société pourrait livrer le courant à 7 centimes 5 par kilowatt-heure : le prix actuel moyen est de 40 centimes. Il faut tenir compte que presque toute l'énergie électrique consommée à Londres dans des bâtiments publics est employé pour l'éclairage.

Les chiffres qui précèdent, présentés à la commission compétente, ont produit une forte impression, et ont déterminé un mouvement en faveur de la demande de concession de l'*Administrative Power C°*, bien qu'en Angleterre on soit toujours opposé par principe à tout monopole.

Une autre société propose d'établir une usine génératrice à haute tension à Saint-Neots pour la fourniture de l'énergie électrique nécessaire à toutes les lignes de chemins de fer.

En outre, plusieurs sociétés déjà existantes projettent de se syndiquer pour former un groupement puissant et exploiter en commun les régions desservies par elles.

On voit qu'il y a encore une grande incertitude dans les projets de concessions que le County Council doit examiner. Les industries existant dans la ville de Londres consomment d'ailleurs très peu d'énergie électrique ; le tableau I donne, à cet égard, quelques chiffres intéressants relatifs à différentes grandes villes.

ont adopté, pour les fortes puissances, des moteurs à six cylindres fort intéressants par leur souplesse et leur équilibrage : l'établissement du villebrequin de ces moteurs présente des difficultés dont on semble être venu à bout d'une heureuse façon. Ces moteurs sont tous formés de trois groupes de deux cylindres venus de fonderie en un bloc. Quant aux cylindres des moteurs à quatre cylindres, ils sont soit séparés, soit réunis deux à deux, soit coulés tous les quatre en un seul bloc. Chaque mode d'établissement a des avantages et des inconvénients ; la tendance semble être aux quatre cylindres séparés les uns des autres. Le moteur à trois cylindres ne figure plus nulle part. Le moteur à deux cylindres remplace dans les voiturettes le moteur monocylindrique, qui est en défaveur. La tendance signalée l'an dernier d'adopter des moteurs à quatre cylindres, même pour les faibles puissances (10 chevaux), s'est nettement accentuée et plusieurs constructeurs en exposent : fréquemment ces châssis ont été étudiés en vue d'un service de fiacres.

L'*allumage* des moteurs est, sur presque tous les moteurs, produit par des magnétos à haute tension alimentant des bougies à étincelles. L'emploi de magnétos à basse tension avec rupteurs diminue de plus en plus. Beaucoup de constructeurs prévoient, sur leurs moteurs, un double allumage électrique.

L'*embrayage* métallique gagne du terrain : cependant le cône garni de cuir ne se décide pas à abandonner la partie aussi vite que nous l'aurions cru. Aux différents types généraux d'embrayages métalliques énoncés dans notre compte rendu de l'an dernier, on peut en ajouter un nouveau, constitué par un disque que pincent deux mâchoires circulaires appuyées par des ressorts.

La *boîte de changement de vitesse* présente généralement maintenant plusieurs trains baladeurs (deux et très fréquemment trois). Le levier de commande se déplace dans deux ou trois plans différents et est d'un maniement commode. La grande vitesse est presque toujours en prise directe.

L'*attaque des roues arrière* s'effectue toujours par chaînes ou par cardans : une ou deux maisons essaient de revenir, pour des voiturettes, à la transmission par courroie perfectionnée ; une autre emploie un galet frottant sur un large volant et se déplaçant du centre de celui-ci vers la périphérie.

Les *freins* présentent les mêmes tendances que l'an dernier, à savoir la réalisation d'un bon refroidissement. En même temps que l'on rend les freins plus robustes, on augmente leur nombre, afin d'obtenir une bonne sécurité. La plupart des fortes voitures sont munies de trois freins mécaniques, deux au pied et un à la main.

En ce qui concerne les *châssis* et les *suspensions*, il n'y a rien à ajouter à ce que nous avons dit l'an

La convention radiotélégraphique internationale *(suite)* (1).

Le protocole final a été rédigé de la façon suivante :

1° Le nombre de voix auxquelles chaque puissance contractante aura droit à la prochaine conférence (article 12 de la convention) sera déterminé de telle façon que les colonies, possessions ou protectorats admis au vote puissent être à même d'exercer leur droit de vote pendant tous les travaux de la conférence. Cette décision sera immédiatement suivie d'effet et restera en vigueur tant qu'une conférence postérieure n'en aura pas décidé autrement. En ce qui concerne la prochaine conférence, des propositions pour les nouvelles voix en faveur des colonies, possessions ou protectorats qui auront adhéré à la convention devront être adressées au bureau international six mois au moins avant la date de la réunion de cette conférence. Ces propositions devront être immédiatement notifiées aux autres gouvernements qui pourront, dans le délai de deux mois à partir de la réception de cette notification, faire des propositions analogues.

2° Chaque gouvernement contractant se réserve le droit de désigner, suivant les circonstances, certaines stations côtières qui seront exemptes de l'obligation imposée par l'article 3 de la convention, à condition que une ou plusieurs stations soumises aux obligations de l'article 3 soient en fonctionnement sur leur territoire pour assurer le service radiotélégraphique dans la région où seront établies les stations exemptes de ces obligations, de façon à satisfaire aux exigences de la correspondance publique. Les gouvernements qui désirent se réserver ce droit doivent le faire connaître sous la forme prescrite au second paragraphe de l'article 16 de la convention, au moins trois mois avant que l'application de cette convention entre en vigueur, ou, en cas d'adhésion postérieure, au moment de cette adhésion. Les états qui suivent déclarent dès à présent qu'ils ne veulent pas user de ce droit : Allemagne, République Argentine, Autriche, Belgique, Brésil, Bulgarie, Chili, États-Unis, Grèce, Hongrie, Mexique, Monaco, Norwège, Pays-Bas, Roumanie, Russie, Suède, Uruguay.

3° La façon dont doivent être exécutées les prescriptions de l'article précédent est laissée au libre arbitre du gouvernement qui a le droit d'exemption. Ce gouvernement a toute liberté pour décider, de temps en temps, combien de stations et quelles stations peuvent être exemptées. Ce gouvernement a la même liberté en ce qui concerne la manière de satisfaire à la condition relative au fonctionnement des autres stations soumises aux obligations de l'article 3 et prévues par le service radiotélégraphique dans la région dans laquelle sont établies les stations exemptées de manière à satisfaire aux exigences de la correspondance publique.

4° Il est entendu que, pour ne pas empêcher les progrès scientifiques, les prescriptions de l'article 3 de la convention ne doivent pas empêcher l'emploi d'un système de radiotélégraphie incapable de communiquer avec les autres systèmes, pourvu que cette incapacité soit due à la nature spécifique du système et ne résulte pas de dispositifs adoptés uniquement en vue de prévenir l'intercommunication.

5° L'adhésion à la convention du gouvernement d'un pays possédant des colonies, possessions ou protectorats n'implique pas l'adhésion de ces colonies, possessions ou protectorats en l'absence d'une déclaration de la part de ce gouvernement. Une adhésion séparée ou une dénonciation séparée peut avoir lieu pour la totalité ou une partie de ces colonies, possessions ou protectorats, dans les conditions indiquées aux articles 16 et 22 de la convention. Il est entendu que les stations des bateaux ayant leur port d'attache dans une colonie, possession ou protectorat peuvent être considérées comme soumises à l'autorité de cette colonie, possession ou protectorat.

(1) *Eclairage Electrique*, tome L, 12 janvier 1907, page 14

6° Bonne note est prise de la déclaration suivante : la délégation italienne, en signant la convention, doit néanmoins faire la réserve que la convention ne pourra être ratifiée par l'Italie qu'à la date d'expiration de son contact avec la Compagnie Marconi, ou à une date plus proche si le gouvernement italien peut arriver à une entente avec cette Compagnie.

7° Si l'une ou plusieurs puissances contractantes ne rectifient pas la convention, celle-ci ne sera pas moins valide pour les parties qui l'auront ratifiées.

A la suite de ce protocole, les délégués ont établi un certain nombre de règlements concernant le service radiotélégraphique. Ces règlements sont les suivants :

Organisation des stations radiotélégraphiques.

1° Le choix des appareils de radiotélégraphie et des dispositions adoptées pour les stations côtières et les stations de bateaux est libre. L'installation de ces stations doit être autant que possible conforme aux progrès scientifiques et techniques.

2° Deux longueurs d'onde, l'une de 300 et l'autre de 600 mètres, sont admises pour la correspondance publique générale. Toute station ouverte à ce service doit employer l'une ou l'autre de ces longueurs d'onde. Pendant toute la période pendant laquelle cette station reste ouverte pour le service, elle doit être en situation de recevoir les appels faits avec cette longueur d'onde et elle ne doit employer aucune autre longueur d'onde pour le service de la correspondance publique générale. Néanmoins, chaque gouvernement peut autoriser une station côtière quelconque à employer d'autres longueurs d'onde pour assurer un service à grande distance ou un service autre que celui de la correspondance publique générale, établi conformément aux prescriptions de la convention, à condition que ces longueurs d'onde ne soient pas inférieures à 600 mètres ni supérieures à 1600 mètres.

3° La longueur d'onde normale pour les stations de bateaux est de 300 mètres. Tout poste de bateau doit être établi de façon à pouvoir ce servir de cette longueur d'onde. D'autres longueurs d'ondes peuvent être employées par ces postes, à condition de ne pas dépasser 600 mètres. Les bateaux de faible tonnage, sur lesquels il est matériellement impossible d'installer un poste produisant des ondes de 300 mètres de longueur d'onde, peuvent être autorisés à employer une longueur d'onde plus faible.

4° Il sera établi, par les soins du bureau international, une liste des stations radiotélégraphiques indiquées dans l'article 1 de la convention. Cette liste devra donner les détails particuliers suivants relatifs à chaque station.

a) Le nom, la nationalité et la position géographique pour les stations côtières ; le nom, la nationalité, les signaux distinctifs d'après le code international et l'indication du port d'attache du bateau, pour les stations de bateaux ;

b) Le signal d'appel, les signaux d'appel doivent être différents les uns des autres et chacun d'eux doit être composé d'un groupe de trois lettres ;

c) La portée normale ;

d) Le système de radiotélégraphie employé ;

e) La nature du récepteur (enregistreur, au son ou autre) ;

f) Les longueurs d'onde employées par la station (La longueur d'ondes normale doit être soulignée) ;

g) La nature du service accompli par la station : correspondance publique générale ; correspondance publique restreinte ; correspondance publique à longue distance ; correspondance privée ; correspondance spéciale ;

h) Heures de service ;

i) Prix de la taxe de bateau.

La liste doit aussi comprendre tous les détails particuliers concernant les stations autres que celles visées par l'article 1 de la convention, détails communiqués au bureau international par l'administration sous l'autorité de laquelle ces stations sont placées.

5° Les stations indiquées dans l'article 1 de la convention n'ont pas le droit d'échanger des signaux ou des mots superflus. Des essais et des expériences

ne sont permis à ces stations qu'à condition de ne pas interférer avec les signaux de service des autres stations.

6° Aucun poste de bateau ne peut être établi et mis en fonctionnement par une entreprise privée sans l'autorisation du gouvernement sous l'autorité duquel ce bateau est placé. Cette autorisation est donnée par une licence du gouvernement.

Toute station de bateau autorisée doit satisfaire aux conditions suivantes :

a) Le système employé doit être un système syntonisé ;

b) La vitesse de transmission et de réception doit, dans des circonstances normales, n'être pas inférieure à 12 mots par minute, cinq lettres comptent pour un mot ;

c) La puissance mise en jeu dans les appareils radiotélégraphiques ne doit pas, dans les résistances normales, excéder 1 kilowatt. On ne peut employer une plus grande quantité d'énergie que s'il est nécessaire d'échanger des messages à une distance supérieure à 300 kilomètres ou si, à cause de différents obstacles interposés, la communication ne peut être établie que grâce à une augmentation de puissance.

Le service de la station de bateau doit être assuré par un télégraphiste possédant un certificat délivré par le gouvernement à l'autorité duquel le bateau est soumis. Ce certificat atteste l'aptitude technique du télégraphiste, concernant :

a) Le réglage des appareils ;

b) La transmission et la lecture au son à une vitesse qui ne doit pas être inférieure à 20 mots par minute ;

c) La connaissance des règlements applicables à l'échange des radiotélégrammes.

En outre, le certificat atteste que le gouvernement soumet le télégraphiste à l'obligation de conserver le secret des communications.

7° Si une administration est informée que des dérogations ont été commises à la convention ou aux règlements par une des stations autorisées, elle doit vérifier les faits et établir les responsabilités. Dans le cas de postes de bateaux, si la responsabilité incombe au télégraphiste, l'administration doit faire le nécessaire pour que son certificat lui soit retiré. S'il est prouvé que la dérogation est due aux conditions de fonctionnement des appareils, ou à des instructions données au télégraphiste, on doit prendre les mêmes mesures pour la licence accordée au bateau.

En cas de dérogations persistantes commises par le même bateau, si les représentations faites par une autre administration à l'administration sous l'autorité de laquelle est le bateau restant sans effet, la première a le droit, après avis préalable, d'autoriser ses stations côtières à refuser les communications provenant du bateau en équation. En cas de différend entre les deux administrations, la question doit être soumise à un arbitrage, sur la demande de l'un des gouvernements en question. La procédure à suivre est celle indiquée dans l'article 18 de la convention.

Durée du service des stations côtières.

8° Le service aux stations côtières doit être, autant que possible, permanent et ininterrompu, de nuit et de jour. Néanmoins, certaines stations côtières peuvent établir un service de durée limitée. Chaque administration fixe les heures de service.

Les stations côtières dont le service n'est pas permanent ne doivent pas fermer avant d'avoir transmis tous leurs radiotélégrammes aux bateaux avec lesquels elles sont à bonne portée de transmission, et avant d'avoir reçu de ces bateaux tous les radiotélégrammes dont avis a été donné. Cette règle s'applique aussi quand les bateaux ont notifié leur présence avant la fermeture de la station.

Forme et réception des radiotélégrammes.

9° Si une partie de la route suivie par un radiotélégramme passe par des lignes télégraphiques ou par des stations radiotélégraphiques appartenant à un pays non contractant, le radiotélégramme peut être transmis à la condition que les administrations des pays auxquels appartiennent ces lignes ou stations

aient au moins déclaré qu'elles acceptent, le cas échéant, d'admettre les règlements de la convention essentiels à la transmission de radiotélégrammes, et à la condition que des arrangements convenables aient été conclu pour le paiement des taxes.

10° Les radiotélégrammes doivent porter, comme indication de service, le mot « radio ».

Dans la transmission de radiotélégramme des stations de bateau aux stations côtières, la date et l'heure de transmission ne sont pas portées dans les indications de service. En retransmettant sur les lignes télégraphiques le radiotélégramme, la station côtière indique l'origine du radiotélégramme, son propre nom suivi de celui du bateau, et l'heure de réception du radiotélégramme.

11° L'adresse des radiotélégrammes destinés à des bateaux en mer doit être aussi complète que possible. Elle doit contenir les indications suivantes :

a) Nom et adresse, avec détails particuliers si c'est nécessaire ;

b) Nom du bateau tel qu'il est publié sur la liste, avec l'indication de la nationalité s'il y a plusieurs bateaux du même nom, et, si c'est nécessaire, son signal distinctif dans le code international ;

c) Nom de la station côtière tel qu'il est publié sur la liste.

(A suivre.) R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur les turbines à vapeur.

L'*Elektrotechnik und Maschinenbau* publie une étude extraite des communications du D[r] Riedler et du P[r] Rateau à la 47[e] réunion du « Verein Deutscher Ingenieure ». Cette étude résume et met au point un certain nombre de considérations générales intéressantes et mérite d'être partiellement résumée.

Il y a une dizaine d'années, une machine à vapeur de plus de 1 000 chevaux était une rareté. A l'heure actuelle, les progrès effectués dans la construction, dans l'emploi des machines outils, et dans l'organisation du travail ont permis d'établir des machines à vapeur remarquables au point de vue du rendement et du fonctionnement. Dans ce développement des machines à vapeur, la turbine à vapeur est entrée en lice vers la dfin u siècle, au moment où la machine à piston atteignait son plein perfectionnement.

Les nombreuses machines qui ont précédé la turbine à vapeur, telles que les machines à pistons tournants, n'ont pas pu être établies pour des puissances pratiquement utilisables et n'ont pas pu faire l'objet d'un emploi industriel. Les premières turbines (Parsons 1884, de Laval 1883) étaient des machines à vitesse de rotation extrêmement élevée (18000 et même 40000 tours par minute), inutilisables même pour la commande de dynamos à grande vitesse de rotation. Parsons et de Laval ont pu surmonter les difficultés après de longs et pénibles efforts, et ces inventeurs ont créé les premières turbines utilisables.

Pour utiliser l'énergie de la vapeur, on peut suivre trois voies différentes :

1° L'effet de la réaction seule (aucune turbine de ce genre n'a été construite jusqu'ici) ;

2° L'effet de l'action seule ;

3° L'effet de l'action et de la réaction simultanément.

Dans tous les cas, la force motrice, le couple sur les aubes, est produite uniquement par la pression de la masse de vapeur. L'effet peut se produire suivant plusieurs échelons, avec diminution de pression ou de vitesse.

Dans le type de turbine le plus répandu, la turbine Parsons, il se produit en même temps un effet d'action et de réaction par la diminution de pression dans chaque roue. Le nombre des étages est considérable, et la chute de pression est faible. Les avantages de cette turbine résident dans sa vitesse de rotation modérée pour de faibles vitesses de vapeur et de faibles pertes. L'emploi d'un grand nombre d'étages est particulièrement avantageux pour les turbines à basse pression. La faible consommation de vapeur est obtenue surtout par le côté à basse pression de la turbine. L'étanchéité incomplète des étages par suite de la présence de petits entrefers radiaux entre les aubes et la carcasse est

particulière. Les nouvelles turbines Parsons sont munies de dispositifs convenables pour régler les entrefers. Le jeu axial peut être modifié par le réglage de paliers à anneaux et le jeu radial par déplacement du centre. Parsons a conservé sans modifications les principes sur lesquels repose sa turbine primitive, à savoir l'étagement multiple, l'emploi d'aubes sur toute la périphérie des roues dans chacune des nombreux étages qui se succèdent sans étanchéité. On ne peut pas employer de grands diamètres pour la haute pression à cause de la longueur trop faible des aubes, pour lesquels le jeu radial donnerait des pertes relativement trop élevées : on ne peut pas employer un faible diamètre pour la basse pression : il est donc nécessaire de construire la turbine avec des diamètres successifs inégaux. Comme avantage de la turbine Parsons, on peut signaler la construction des aubes.

La turbine Parsons a été modifiée par Westinghouse de telle façon que l'on obtienne des chutes de pression dans des grandes roues, avec des chutes de vitesse simultanées.

L'auteur étudie les avantages et les inconvénients de la turbine d'action et des chutes de vitesse. La transformation de l'énergie de pression en force vive au moyen de duses peut avoir lieu presque sans pertes jusqu'aux sections les plus étroites : on peut donc obtenir un bon rendement. Les duses constituent un moyen simple pour obtenir, avec un bon rendement, la transformation d'énergie nécessaire. La chute de vitesse est plus avantageuse que la chute de pression au point de vue de l'action sur la périphérie des roues et au point de vue de la réduction de la vitesse de rotation, mais elle occasionne des pertes plus considérables que la chute de pression pour une même chute de température, à cause des grandes vitesses de la vapeur. Quand on la limite à la vapeur à haute pression, la chute de vitesse donne un moyen très simple pour diminuer la chute de température. En particulier, la transformation de la chaleur de surchauffe en travail mécanique s'effectue d'une façon extrêmement simple, en peu de temps, et en un trajet très court. Ces avantages apparaissent surtout dans la comparaison avec les machines à piston, où la chaleur de surchauffe n'est presque pas utilisée d'une façon directe.

La surchauffe cause une très grande influence sur le rendement des turbines, tandis qu'elle en exerce une faible sur le rendement des machines à pistons. La valeur principale de la vapeur surchauffée dans les turbines réside dans une amélioration des propriétés de la vapeur et dans l'absence d'eau sur les aubes.

La chute de pression est avantageuse, en principe, quand la machine travaille avec une faible vitesse de vapeur, une étanchéité suffisante entre les étages successifs et de faibles pertes correspondantes. Avec un nombre restreint d'étages, avec ou sans chute de vitesse dans la vapeur à haute pression, le problème de la construction des turbines peut être résolu par des moyens simples.

Des turbines d'action avec de faibles diamètres de roues et avec de très grandes vitesses de rotation ont été construites et rendues utilisables par de Laval : elles ne peuvent être employées pour l'attaque directe de machines électriques et exigent des engrenages dont l'emploi limite leur puissance à 300 chevaux au maximum.

Des turbines d'action à grandes roues et de faibles valeurs de rotation et sans engrenages ont été construites, mais présentaient une trop forte consommation de vapeur quand elles étaient à un seul étage.

L'établissement de turbines à chute de pression avec un nombre limité d'étages a été pratiquement réalisé par Rateau ; le même problème a été abordé

par Réal Pichon, Edwards, Curtis, etc. Plusieurs turbines nouvelles sont aussi basées sur ce principe.

L'établissement de turbines à chute de vitesse a été réalisé par Curtis et par l'A. E. G. Le vide produit par le condenseur a une grande influence : la turbine à vapeur exige des vides beaucoup plus parfaits que ceux employés habituellement avec les machines à pistons : la création d'un vide parfait constitue le meilleur moyen pour l'obtention d'un bon rendement de la turbine. Des travaux très intéressants sont en cours pour perfectionner les appareils servant à la condensation de la vapeur des turbines.

L'auteur étudie ensuite les points principaux se rapportant à la construction des turbines à vapeur et les perfectionnements réalisés dans cette construction. La division des turbines en turbines à haute et à basse pression est généralement évitée maintenant, et l'arbre de la turbine repose sur deux paliers seulement.

Les roues des turbines sont formées de disques en acier Martin pour des vitesses périphériques atteignant 400 mètres par seconde. On emploie peu d'acier nickel à cause du prix élevé de ce métal. Les longs cylindres à aubes des turbines Parsons sont en acier coulé ; dans les très grosses turbines Parsons, on emploie des cylindres d'acier laminé.

Les aubes sont généralement en acier ou en bronze spécial : elles sont fabriquées séparément et placées dans des encoches des roues. Le fraisage des aubes dans le disque plein a été reconnu trop coûteux. Le procédé le plus simple de fabrication et de friction des aubes est employé dans les turbines Parsons.

Par suite des poussées exercées par la vapeur sur des cylindres à aubes, et des différences de pression entre les étages successifs, il se produit, dans la turbine Parsons, une poussée axiale que l'on compense au moyen d'un piston approprié dont la surface est soumise à la pression de la vapeur.

Les vitesses de rotation des turbines actuelles sont généralement de 3000 ou de 1500 tours par minute pour la commande des alternateurs triphasés. Ce n'est que pour de petites machines qu'on dépasse la vitesse de rotation de 3000 tours par minute. Le coefficient de sécurité admis oscille entre 10 et 2. Il n'est pas encore arrivé d'accidents même avec des turbines très surchargées.

Toutes les turbines sont munies d'un réglage par étranglement : en outre, on prévoit avec chacune d'elles un appareil de sécurité qui ferme l'admission de vapeur en cas d'emballement. Dans beaucoup de machines, il y a encore un dispositif établi de façon à arrêter la turbine si le graissage n'est pas suffisant.

La construction des turbines doit être faite avec une précision extrême. Pour certaines parties des turbines, il faut une précision de 1/100 millimètre : en outre, l'ajustage très précis doit se maintenir en fonctionnement. Toutes les parties de la machine doivent être invariables et insensibles aux actions secondaires : en particulier il ne doit pas pouvoir se produire de modification du centre de gravité ou des matériaux actifs. Les conditions dynamiques jouent un rôle très important, particulièrement l'équilibrage et le centrage des paliers.

L'extension de l'emploi des turbines à vapeur dans les usines génératrices, dont parle ensuite l'auteur, est connue. Les avantages que procurent ces machines résident dans un faible enroulement et une faible consommation spécifique, qui s'abaisse à $6^{kgr},5$ de vapeur par kilowatt-heure. Un vaste champ d'applications est ouvert à la turbine à vapeur à basse pression pour l'utilisation des vapeurs d'échappement. Les différentes applications qui ont été faites de ce système ont été décrites avec suffisamment de détails pour qu'il soit inutile d'y revenir. La puissance totale des turbines à vapeur des différents systèmes actuellement en fonctionnement dépasse 3 millions de chevaux.

Pour les applications à la propulsion des bateaux, il faut établir des turbines à vapeur un peu particulières, représentant une faible vitesse de rotation, car les hélices s'accommodent mal de vitesses de rotation élevées. Pour les navires de guerre, il faut que les machines puissent fonctionner sous différentes charges, et aussi à différentes vitesses, ce qui

est incompatible avec l'obtention d'un bon rendement dans les turbines à vapeur. En outre, il faut prévoir l'emploi des turbines distinctes pour la marche arrière. En Angleterre on est parvenu à résoudre la plupart de ces difficultés et on a mis en service des paquebots et des navires de guerre munis de turbines à vapeur. La marine allemande est restée sur une grande réserve à ce sujet.

E. B.

TRACTION

Sous-stations et lignes de transmission du New-York Central Railroad.

Une description des usines génératrices de Yorkers et de Port Morris, destinées à assurer l'alimentation de la ligne électrique du New Yorker Central and Hudson Railroad a été donnée dans le courant de l'année (14 avril 1906, page XIV). Les installations des sous-stations et des lignes de transmission ont fait l'objet d'une description récente publiée par l'Electrical World, et à laquelle nous empruntons quelques renseignements intéressants.

L'énergie électrique est produite par les usines génératrices sous forme de courants triphasés à 12 000 volts et 25 périodes : elle est transmise actuellement à quatre sous-stations, mais le nombre de celles-ci sera porté à huit quand l'électrification de la voie sera entièrement terminée.

Toutes les sous-stations sont établies en matériaux absolument incombustibles et disposées de façon que le circuit de passage de l'énergie électrique depuis les lignes à haute tension jusqu'aux feeders à basse tension soit aussi court que possible. Les machines et les tableaux sont au même étage, et tous les appareils, y compris les interrupteurs à courants alternatifs et à courant continu sont commandés électriquement depuis le tableau de distribution.

Les machines transforment les courants triphasés à 11 000 volts en courant continu à 666 volts. L'équipement principal d'une sous-station comprend trois commutatrices avec ses transformateurs et ses appareils auxiliaires. On a prévu l'emplacement nécessaire pour deux nouvelles commutatrices avec leurs appareils. Ces machines ont généralement une puissance de 1 000 kilowatts : dans deux sous-stations, elles ont une puissance de 1 500 kilowatts.

Les barres générales à haute tension sont placées dans des compartiments en maçonnerie. Les transformateurs-série des appareils de mesures sont suspendus à proximité de ces conducteurs et sont séparés par des cloisons en ciment. Toutes les ouvertures ménagées dans les compartiments des barres à haute tension sont fermées par des portes incombustibles.

Les sous-stations munies de commutatrices de 1 000 kilowatts contiennent des groupes de transformateurs de 375 kilowatts chacun ; celles dont les commutatrices ont une puissance de 1 500 kilowatts comprennent des transformateurs de 550 kilowatts. Le rapport de transformation de ces appareils est de 11 000/460 : des prises de courant supplémentaires permettent de modifier le rapport de transformation d'après la chute de tension dans la ligne de transmission. Les transformateurs sont du type à refroidissement par circulation d'air. Les commutatrices sont à connexions hexaphasées et convertissent les courants triphasés à 460 volts en courant continu à 666 volts.

Les batteries installées dans les sous-stations du New Yorker Central Railway représentent sans doute la plus puissante installation d'accumulateurs du monde. Elles sont prévues, non seulement pour fonctionner en tampon, mais encore pour assurer le service de toute la ligne dans des conditions normales pendant une période d'une heure. Cinq batteries ont un débit de 2 250 ampères en une heure, et les autres des débits de 3 000, 3 750 et 4 020 ampères pendant une heure. Chacune d'elles est placée dans un bâtiment attenant à la sous-station et est reliée à un survolteur-dévolteur automatique.

L'éclairage des sous-stations est assuré par des lampes à incandescence alimentées par un circuit alternatif à 120 volts. Le courant est pris sur le circuit à 460 volts et sa tension est réduite par des transformateurs séparés. Dans la salle des accumulateurs, tous les conducteurs électriques sont placés sous plomb et les supports de lampes sont en porcelaine, pour éviter l'action corrosive des acides.

Les commutatrices peuvent être démarrées sur courant continu ou sur courant alternatif.

Le système de feeders à courant continu a été établi pour réaliser un double circuit d'alimentation du troisième rail. Celui-ci est sectionné à chaque sous-station, en face de laquelle est placée une longueur de rails isolée supérieure à la longueur d'un train : cette portion est alimentée individuellement par la sous-station et empêche qu'un train ne mette en communication l'une avec l'autre deux sections voisines. Tous les câbles à courant continu sont placés dans des conduits. Les quatre troisièmes rails et les feeders auxiliaires sont reliés entre eux par l'intermédiaire de disjoncteurs situés dans de petites maisonnettes le long de la voie.

Le système de transmission dans la zone initiale électrifiée comprend environ 750 tonnes de cuivre : le système de transmission dans la zone totale électrifiée comprendra environ 26 kilomètres de conduits, 160 kilomètres de câbles dans les conduits, 80 kilo-



mètres de lignes aériennes et 560 kilomètres de câbles sur les poteaux : il y aura 383 boîtes de jonction et 26 maisonnettes pour disjoncteurs. La zone totale comprendra 460 kilomètres de voie équipée, avec le 3e rail, 8 kilomètres de voie équipée avec prise de courant aérienne, 450 interrupteurs et 136 000 joints de rails. Le troisième rail est en acier spécial de haute conductibilité : il est supporté par des cols de cygne en fonte. Le sommet et les flancs du troisième rail sont recouverts de planches en pin de Géorgie.

R. R.

DIVERS

La consommation de cuivre.

L'*Elektrotechnische Zeitschrift* du 27 décembre publie une étude très intéressante du Dr E. Bürner sur la consommation de cuivre. Dans cette étude, l'auteur, s'appuyant sur des données numériques précises, établit nettement la situation actuelle et les prévisions concernant le marché mondial du cuivre.

La consommation de cuivre brut en Allemagne s'est élevée, dans les 15 dernières années, de 52 000 à 127 000 tonnes, soit de 145 %. La récupération du cuivre n'a augmenté que de 30 %, et atteint 31 000 tonnes au lieu de 24 000 tonnes ; la production des mines allemandes n'a pas bougé dans les dix dernières années : elle est de 21 000 à 22 000 tonnes. L'Allemagne a donc été obligée d'acheter 102 000 tonnes en 1905, au lieu de 34 000 tonnes en 1891. En 1903, la répartition du cuivre employé en Allemagne était la suivante : 37 % pour l'industrie électrotechnique ; 14,5 % pour les laminoirs de cuivre ; 26 % pour les usines à laiton ; 1,65 % pour les applications chimiques ou électrochimiques ; 15 % pour les bateaux, chemins de fer, fonderies, etc. La production et la consommation de cuivre en Allemagne sont indiquées par les chiffres du tableau suivant (en tonnes).

ANNÉE	PRODUCTION	IMPORTATION	EXPORTATION	CONSOMMATION
1891. . .	24 092	34 182	6 247	52 027
1895. . .	25 777	44 365	6 329	63 813
1900. . .	30 929	70 091	7 061	97 014
1905. . .	31 000	102 218	5 958	127 260

L'électrotechnique absorbe à peu près un tiers de la consommation totale et c'est elle qui a causé, dans les dernières années, l'augmentation du prix du cuivre. Cette augmentation de prix constitue actuellement une lourde charge pour l'électrotechnique : depuis un an, le prix du cuivre s'est élevé avec une rapidité incroyable et il atteignait, au début de décembre 1906, 104 à 106 livres sterling par tonne

(le cuivre électrolytique, seul employé en électrotechnique, est toujours coté un peu plus haut que le cuivre Standard auquel ce prix se rapporte). Le prix du cuivre Standard a été, en moyenne, de 55,43 livres sterling par tonne, entre 1881 et 1905 (minimum 40 livres en 1886 et 1894 ; maximum 73 livres en 1899 et en 1900). Entre ce prix moyen et le prix actuel, il y a presque une différence du simple au double. En 1888, il avait atteint 82 livres par suite d'une spéculation des Rothschild et de Secretan, dont on a encore conservé le souvenir, mais ce prix élevé ne s'est maintenu que pendant peu de temps.

Le cuivre électrolytique, presque chimiquement pur, n'est pas, comme on le croit souvent, le résultat d'un traitement électrique des minerais ordinaires de cuivre : c'est un sous-produit des minerais contenant de l'argent, dont on sépare ce métal par électrolyse. Ce procédé a été employé dès 1878 par la Société de Mausfeld et a pris une grande extension dans l'Amérique du Nord. Les grosses raffineries de ce pays traitent actuellement les trois cinquièmes environ de la production totale américaine, tandis qu'à Mausfeld on ne fabrique que 2 000 tonnes environ de cuivre électrolytique, sur une production totale de 18 000 tonnes de cuivre brut. La méthode électrolytique n'est applicable que quand le cuivre brut a une teneur suffisante en argent. En Amérique, on n'électrolyse pas de cuivre contenant moins de 900 grammes d'argent par tonne. Parmi les autres centres où l'on trouve du cuivre argentifère, on peut citer le Chili. En définition, presque tout le cuivre que l'on consomme provient d'Amérique.

Le trust formé par l'Amalgamated Copper C° et la Heinz C°, les deux plus gros producteurs de cuivre, a exercé une influence considérable sur le prix du cuivre et a provoqué la hausse actuelle. Il existe, en fait, un monopole au profit de ces deux compagnies et c'est la spéculation qui détermine maintenant le prix du cuivre, et non pas la loi de l'offre et de la demande. Avant l'adhésion de la Cie Heinz, le trust ayant pour centre l'Amalgamated Copper C° produisait le tiers de la production totale de l'Amérique du Nord : en 1905-1906, les sociétés faisant partie de ce trust ont traité 130 000 tonnes de cuivre pur. Depuis l'adhésion de la Cie Heinz, cette production s'est élevée à 250 000 tonnes, soit plus du tiers de la production du monde entier. Les bénéfices réalisés par les producteurs de cuivre depuis cette époque ont été énormes. Le trust a payé un dividende supplémentaire de 5,25 % sur le capital de 154 millions de dollars : les recettes du trust consistant uniquement en taxes de provision, on voit que les dividendes des sociétés qui en font partie ont dû être extrêmement élevés. La C° « Calumet and Hecla », qui n'appartient pas au trust, a distribué en 1906 70 dollars de dividende à des actions de 25 dollars : ces actions sont maintenant cotées 700 dollars en bourse.

Il ne faut pas songer à une diminution du prix du cuivre dans un avenir prochain. Même si l'on ouvrait à l'exploitation de nouvelles mines de cuivre, et bien que la production de ce métal aille actuellement en augmentant, le prix élevé du cuivre se maintiendra encore par suite de la rareté du métal et de l'abondance des demandes. Le mouvement de concentration s'accentue de plus en plus dans l'Amérique du Nord, et les spéculateurs américains deviennent de jour en jour plus puissants. La production du Mexique, du Chili, du Japon, du Canada et de l'Australie, qui pourrait faire concurrence à la production de l'Amérique du Nord, constitue malheureusement une faible fraction de la production du monde entier, fraction qui suffirait tout juste aux besoins de l'Allemagne. En outre, ces pays livrent extrêmement peu de cuivre électrolytique, qui intéresse seul les électrotechniciens, et la consommation propre de ces pays, particulièrement celle du Japon, augmente rapidement. Il faudrait exploiter les mines du Caucase, de l'Afrique, de l'Asie Mineure, de la Sibérie, etc., et l'établissement de ces exploitations exigerait de nombreuses années.

Pour terminer, l'auteur indique les chiffres de la production mondiale, en tonnes anglaises (1016 kilogrammes), dans les cinq dernières années.

PRODUCTION MONDIALE DU CUIVRE DE 1901 A 1906

	1901	1902	1903	1904	1905
Espagne et Portugal	5 361	49 790	49 730	47 035	48 000
Allemagne	21 720	21 605	21 205	21 045	25 500
Russie	6 740	8 000	10 320	10 700	9 000
Norwège et Suède	3 375	4 565	5 915	5 805	6 000
Italie	3 000	3 370	3 100	3 335	3 300
Autriche-Hongrie	1 435	1 500	1 306	1 450	15 00
Turquie	980	1 100	1 400	950	1 400
Angleterre	532	480	500	500	500
EUROPE	91 403	90 410	93 476	90 820	95 200
États-Unis	265 250	292 870	307 570	361 980	379 545
Mexique	23 795	35 785	45 315	50 945	60 000
Chili	30 780	28 930	31 100	30 110	33 000
Japon	27 475	29 775	31 360	34 850	31 400
Canada	18 000	17 485	19 320	19 185	24 000
Australie	30 875	28 640	29 000	34 160	35 000
Pérou	9 520	7 580	7 800	6 775	8 000
Cap	6 400	4 450	5 230	7 775	9 000
Terre-Neuve	2 000	2 000	2 060	2 200	2 200
Bolivie	2 000	2 000	2 000	2 000	2 000
TOTAL	516 628	541 295	574 740	640 935	672 845

E. B.

RENSEIGNEMENTS COMMERCIAUX

Sociétés, concessions et projets.

ESPAGNE. — La maison de construction *Planas Flaquer y Cia* vient d'être constituée en société anonyme sous le nom de *Construcciones Mecánicas y Eléctricas*; les ingénieurs D. Antonio Planas y Escubós et D. Fr. Vivés y Pons ont été nommés directeurs de cette société.

La société « Electra Vallisoletana » doit établir à *Valladolid* des ateliers d'électricité.

La « Casa Capitular « d'*Alméria* accepte des offres pour l'installation dans les faubourgs extérieurs de la ville d'un service d'éclairage électrique de 400 lampes de 5 bougies. La subvention annuelle payée par la municipalité est de 11 600 pesetas ; la provision à déposer de 580 pesetas.

Le gouvernement espagnol a confié la construction du câble de Barcelone à Palma (Majorque) à la « Telegraph Construction and Maintenance C° » de Londres. Le prix du contrat est de 775 000 pesetas.

OFFRE D'EMPLOI

Une maison de constructions, de la région de l'Est, cherche un chef d'atelier, ou contremaître, bien au courant de la construction des turbines à vapeur.

Adresser les offres aux bureaux du Journal.

BIBLIOGRAPHIE

Il est donné une analyse bibliographique des ouvrages dont deux exemplaires sont envoyés à la Rédaction.

Handbuch der Physik (manuel de Physique), publié sous la direction du Dr **A. Winkelmann,** 1er volume, 1re moitié : *Physique générale* (1).

La première moitié du premier volume du manuel de Physique de Winkelmann, consacré à la Physique générale, contient les chapitres suivants qui ont tous été rédigés par M. F. AUERBACH.

Notions fondamentales. — L'espace; le temps; le mouvement; masse et force; propriétés de la nature; champ, potentiel, travail, énergie et entropie.

Mesures des grandeurs dans le temps et dans l'espace.

Mesure des masses et des forces.

Densité. — Méthode des mesures; résultats.

Théorie potentielle.

Mécanique.

Statique. — Statique du point; statique des corps; centre de gravité; moment d'inertie; composition des forces; équilibre des corps; machines simples.

Cinématique et dynamique.

Pendule.

Mouvement circulaire.

Gravitation universelle. — Mécanique céleste; constante de gravitation; lois de la gravitation.

Élasticité. — Notions fondamentales; théorie mathématique.

E. B.

(1) Volume grand in-8 de 544 pages avec 164 figures. — JOHANN AMBROSIUS BARTH, éditeur, Leipzig. — Prix broché : 17 marks.

Bases d'une théorie mécanique de l'électricité, par **M. Séligmann-Lui** (1).

Dans ce travail, publié déjà par les « Annales des Mines », M. Séligmann-Lui s'est efforcé de baser une nouvelle théorie de l'Électricité sur les lois qui régissent les principes ordinaires de la Mécanique. Cette tentative mérite de ne pas passer inaperçue, car l'auteur est parvenu avec une rigueur de raisonnements et de calcul qui rend son œuvre intéressante, à écarter « toute hypothèse contraire à la Mécanique ordinaire et même toute explication qui ne puisse se traduire dans le langage mécanique à l'aide de forces et de vitesses ». D'après cette méthode, il a successivement étudié l'électrostatique, la nature de l'électricité, la conductibilité, la pile et son mécanisme, les courants, l'électrodynamique, le magnétisme et la propagation des perturbations électriques.

J. N.

(1) Un volume in-8 de 208 pages avec 47 figures. — H. DUNOD ET E. PINAT, éditeurs, Paris. — Prix : 3 francs.

Tome L. Samedi 26 Janvier 1907. 14e Année. — N° 4.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SOMMAIRE

Pages.

SILVA (O. de A.). — Sur la méthode de Pirani. 113
VALBREUZE (R. de). — Les voitures électriques. 116

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

Théories et Généralités. — Sur la décomposition du radium A, B et C *(suite)*, par H.-W. Schmidt. 132
Sur le rapport de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les produisent, par E. Carter. 134
Génération et Transformation. — La chute de tension des alternateurs triphasés *(fin)*, par H.-M. Hobart et F. Punga. 135
Sur le trajet des lignes de force dans les induits dentés, par A. Müller. 137
Le moteur d'induction monophasé, par A. Still. 139
Oscillations hertziennes et Radiotélégraphie. — Sur la radiation d'antennes coudées, par A. Fleming. 141
Détecteur à vapeur de mercure pour radiotélégraphie, par De Forest.. 144
Commande électrique à distance par les ondes hertziennes, par L. Torrès. 144
Éclairage. — Sur la transformation de l'énergie électrique en lumière, par Ch.-P. Steinmetz. . . . 144
Électrochimie. — Sur le chlore électrolytique, par P. Ferchland. 147
Nouveau four électrique, par A. Schwarz. 148

NOTES ET NOUVELLES

L'industrie électrique en Allemagne. *46*
La convention radiotélégraphique internationale *(suite)*. *48*
Sur les moteurs à gaz, — Sur les avantages de moteurs à gaz de forte puissance. *52*
Sur l'application de moteurs Diesel à la commande de pompes.. . . . . *56*
Chemin de fer électrique du Great Northern, Piccadilly and Brompton Railway. *57*
Traction électrique à Colombus et dans les états d'Ohio, Michigan et Indiana. *59*
Bibliographie. *60*

NOTES ET NOUVELLES

Les industries électrochimiques et électrométallurgiques en 1906.

Dans un article publié par *The Electrician*, M. J. G. Kershaw passe en revue les progrès des industries électrochimiques et électrométallurgiques dans l'année écoulée.

Les progrès les plus marqués ont porté sur la métallurgie du cuivre, du fer et de l'acier, et sur la production de composés azotés. Il n'y a pas eu de découverte nouvelle de grande importance ni de nouvelle industrie fondée. Les positions des différentes industries sont les suivantes :

Alcalis et composés employés pour des blanchiments.

L'année écoulée a été très prospère pour l'industrie des alcalis et des décolorants ; l'augmentation de la demande a provoqué une légère élévation des prix de vente.

La Compagnie Castner Kellner a distribué un dividende de 7 °/o aux actions ordinaires, et l'Electrolytic Alkali C°, qui exploite le procédé Hangrears à Middlewitch, a fait de beaux bénéfices. La Compagnie Castner Kellner a installé de nouvelles usines à Wallsend-on-Tyne pour la fabrication des sodiums et de quelques-uns de ses dérivés. Cette usine emploie l'énergie électrique produite par la Newcastle Electric Supply C°.

En Allemagne et en Amérique, l'industrie semble être dans des conditions satisfaisantes, mais en Italie, en France, en Suisse, sa situation ne semble pas prospère, par suite de la surproduction de poudres de blanchiment et de la concurrence. Le nombre d'usines occupées par cette industrie est de 36, et la production estimée est de 110 000 tonnes de soude caustique à 70 °/o et de 231 000 tonnes de poudre de blanchiment à 35 °/o.

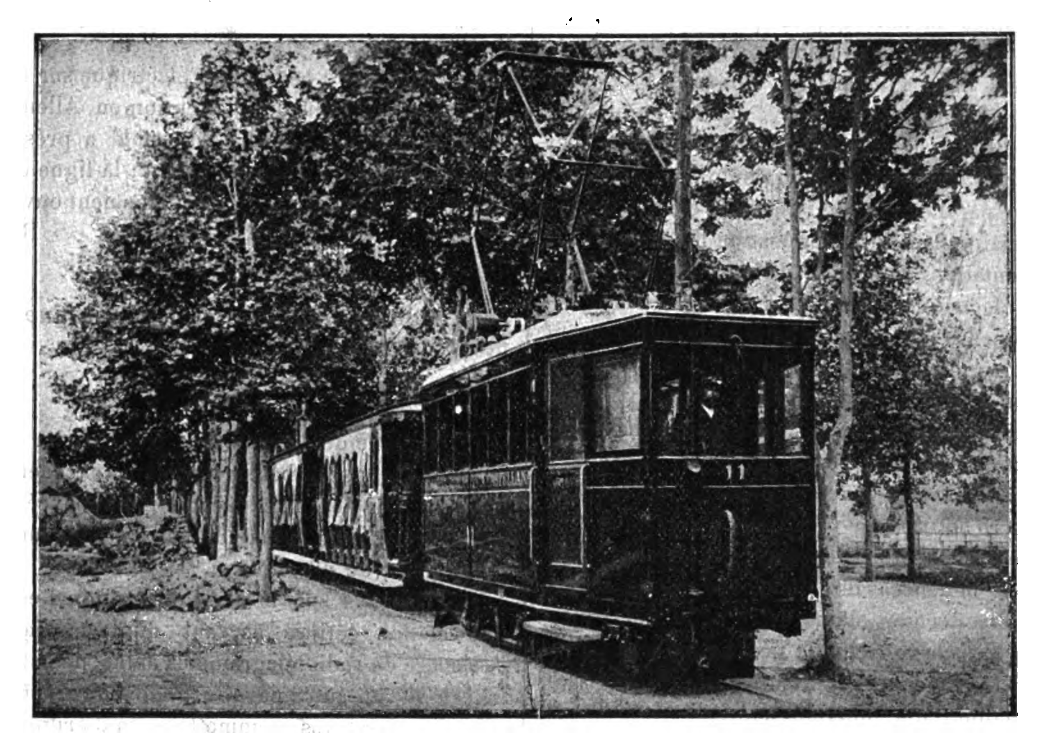
Aluminium.

L'année 1906 a été marquée en Amérique, dans l'industrie de l'aluminium, par l'expiration des patentes de Hall accordées en 1889, relatives à l'électrolyse de l'alumine dissoute dans des fluorures ; en outre, on a constaté un accroissement important de la demande de ce métal. Les rapports de la British Aluminium C° et de la Compagnie de Neuhausen indiquent que cette industrie est entrée dans une ère d'exploitation très prospère.

Bien que les brevets européens relatifs à la fabrication de l'aluminium par électrolyse soient périmés, cette industrie reste toujours en quelque sorte un monopole entre les mains des premières compagnies exploitantes, qui ont obtenu des cessions sur tous les gisements importants de bauxite, le minerai dont on tire l'alumine passe employé dans les bains électrolytiques.

De grandes extensions de leurs installations hydro-électriques ont été faites par la British Aluminium C° et par la Compagnie de Neuhausen : quand ces extensions seront terminées, la production de ces compagnies sera doublée. De nouvelles usines ont été établies aussi dans la vallée de Pescera, dans l'Italie du Nord, où les installations hydro-électriques prennent un développement de plus en plus considérable.

Le nombre des usines occupées à la fabrication de l'aluminium était de 11 en 1906 ; la puissance totale absorbée par ces usines était de 84500 chevaux, et



Une des sept voitures monophasées de la ligne Rome-Civita-Castellana, avec deux remorques.

de surchauffe de 196 mètres carrés; les grilles avaient $18^{m^2},5$ de surface, et la vapeur était produite à une température de 300°.

Chaque chaudière fixe présentait une surface de chauffe de $180^{m^2},5$ et était munie d'un surchauffeur de 92 mètres carrés de surface de chauffe. Une grille à chargement mécanique de $6^{m^2},67$ de surface supportait le combustible. Une installation de réchauffeurs d'eau, qui alimentait ces chaudières, présentait une surface de chauffe de 233 mètres carrés. La production de vapeur s'élevait à 35 kilogrammes par mètre carré de surface de chauffe en contact avec l'eau. La pression de la vapeur était de 13 atmosphères.

La chaudière marine, système Dürr, était établie aussi pour une pression de vapeur de 13 atmosphères ; la surface de chauffe en contact avec l'eau était de $200^{m^2},25$; la surface de surchauffe était de $11^{m^2},75$ et la surface de grille était de $5^{m^2},08$. Cette chaudière était munie de grilles ordinaires, ces grilles étant formées de barreaux dont les dimensions dépendent de la nature du combustible employé et de la valeur du tirage forcé auquel on a recours. La chambre de combustion était entourée de briques.

Le tirage de ces chaudières était assuré par une cheminée en briques de 50 mètres de hauteur ayant à son sommet un diamètre de $2^m,50$: cette cheminée avait été établie par J. Houzer, de Nuremberg.

En ce qui concerne le type de chaudières Dürr, on peut indiquer que celles-ci sont des générateurs à circulation d'eau avec un système de tubes inclinés fermés à l'extrémité postérieure et débouchant, à l'extrémité antérieure, dans un collecteur commun qui contient de l'eau et de la vapeur. Chaque tube est muni d'un petit tube intérieur, par lequel l'eau pénètre jusqu'au fond du tube principal, d'après un système bien connu. Le surchauffeur est établi d'après le même principe que la chaudière, avec des tubes de circulation intérieure. La séparation de l'eau et de la vapeur produite est complètement réalisée dans ces générateurs de vapeur : la chambre d'eau contient une paroi verticale de séparation dans laquelle sont rapportés les tubes de circulation (tubes intérieurs). Même quand la chaudière est très fortement poussée au moyen d'un tirage forcé, il se produit une circulation rapide et toujours régulière de l'eau dans les tubes où s'effectue la vaporisation. Le mode de construction adopté permet aux tubes de se dilater à volonté, indépendamment les uns des autres, suivant leur constitution : cet avantage est précieux pour la marche forcée. La chambre d'eau est établie en acier soudé, sans aucun rivet, et est renforcée par des tirants : la paroi antérieure et la paroi postérieure ne sont pas parallèles, mais forment un coin évasé vers le haut. De cette façon, la section de passage offerte au courant d'eau va en croissant vers le haut. La paroi antérieure est verticale, et la paroi intérieure de séparation lui est parallèle : les courants d'eau qui proviennent des tubes de vaporisation peuvent monter librement vers le haut, et rencontrent moins de résistance contre la paroi verticale de séparation que contre la paroi inclinée.

Le surchauffeur est établi dans la chaudière elle-même, dont il forme une partie constitutive. Les tubes de surchauffe sont ainsi refroidis d'une façon continue par la vapeur qui provient de la chaudière. Dans les chaudières marines, les tubes d'eau sont maintenus par la paroi extérieure de la chaudière. Ils sont placés horizontalement dans la direction longitudinale de la chaudière; une paroi de séparation, analogue à celle qui est établie dans la chambre d'eau, joue par rapport à la vapeur le même rôle que cette dernière par rapport à l'eau. Dans les chaudières fixes, les tubes de surchauffe sont disposés côte à côte et superposés en forme de serpentin, placé perpendiculairement à la chaudière.

l'épaisseur du combustible peuvent être toutes deux réglées de façon que la combustion soit complète quand le charbon arrive à l'extrémité du foyer.

Parmi tous les systèmes fumivores que l'auteur a eu l'occasion d'essayer jusqu'à présent, il semble que les appareils à grille articulée sans fin soient le plus simple et le plus pratique. L'auteur a fait des essais détaillés dans une installation où l'on brûle environ 2500 wagons de charbon par an : ce charbon contient environ 8 à 9 °/o de cendres et a un pouvoir calorifique de 5500 calories. Les résultats obtenus dans ces essais ont été très satisfaisants : la fumée est complètement supprimée et le rendement des anciennes chaudières, auxquelles on a appliqué ces appareils, est augmenté d'environ 20 °/o. Le poids d'eau évaporé par kilogramme de charbon s'est accru d'environ 30 à 40 °/o. Les chiffres obtenus pendant ces essais ont été vérifiés dans la pratique courante, et l'on a constaté que le poids du charbon brûlé par kilowatt-heure s'était abaissé de 18 °/o en exploitation normale : pour la même charge, il suffit de mettre en marche un tiers seulement des chaudières. Les dépenses qu'entraîne l'installation d'appareils à grille articulée sont largement compensées par l'économie qui résulte de leur emploi. Il faut remarquer que ces appareils ne se prêtent pas également bien à l'utilisation de toutes les sortes de combustibles. Il existe en Hongrie certains combustibles qui contiennent 25 à 30 °/o de cendres : la grille doit être prévue et dimensionnée en conséquence, de façon que, pour chaque variété de charbon, l'allumage et la combustion s'effectuent convenablement. Il faut en outre déterminer, pour chaque type de grilles, la grosseur des morceaux de charbon.

L'auteur étudie ensuite la combustion du charbon sous forme gazeuse. Pour transformer l'énergie contenue dans le combustible, on peut, au lieu de projeter celui-ci à l'état solide sur une grille, en effectuer la distillation et recueillir les gaz combustibles. Il reste alors du coke qui, pour une quantité convenable d'air, brûle sans fumée. De même, les gaz peuvent brûler sans dégagement de fumée. Bien que, dans les conditions ordinaires, il n'y ait que 20 °/o environ du pouvoir calorifique total des charbons distillés qui soient recueillis sous forme de gaz d'éclairage, on peut avoir comme sous-produit, par kilogramme de houille, 40 à 50 kilogrammes de coke à 700 calories. Le goudron, que l'on considérait autrefois comme un sous-produit inutilisable, a trouvé un emploi étendu. A l'état brut, il peut être utilisé pour le chauffage ou bien pour le badigeonnage des toits et des murs, ou enfin comme désinfectant. En distillant à son tour le goudron, on peut en tirer une quantité considérable de matières servant à l'industrie, de couleur artificielle. Du goudron sont tirées la naphtaline, la créosote, la benzine, le benzol, les couleurs d'aniline, etc.

L'énergie contenue dans les parties gazeuses du charbon peut être utilisée directement dans des moteurs économiques : les moteurs à gaz d'éclairage consomment environ 500 litres par cheval-heure effectif. Mais le gaz d'éclairage est relativement coûteux pour la production de la force motrice, d'autant plus que ce gaz contient un assez grand nombre de constituants très utiles pour augmenter le pouvoir éclairant, mais inutiles pour l'alimentation des moteurs thermiques. On emploie alors, pour la production de force motrice, une autre sorte de gaz dont la composition est différente. Ce gaz pourrait être distribué par des canalisations urbaines, comme le gaz d'éclairage : c'est ce qu'on a fait en certains points de l'Angleterre où du gaz Mond est distribué sur une superficie de 135 milles carrés dans le South Staffordshire et l'East Worcestershire. Ce gaz pourrait, d'ailleurs, parfaitement être utilisé pour l'éclairage avec des manchons Auer, et il offrirait l'avantage d'être beaucoup moins coûteux que le gaz d'éclairage.

Quand on envoie de la vapeur d'eau sur du charbon incandescent, il se forme une faible quantité d'acide carbonique, de l'oxyde de carbone combustible et de l'hydrogène combustible. Ces deux derniers forment un gaz excellent pour l'alimentation des moteurs thermiques. Le pouvoir calorifique de ce gaz est bien un peu plus faible que celui du gaz d'éclairage, mais il exige pour sa combustion moins d'air que ce dernier. Dans le moteur lui-même, le volume du mélange tonnant n'est pas beaucoup plus grand qu'avec du gaz d'éclairage : pour une même puissance, le moteur fonctionnant au gaz à l'eau n'a donc pas besoin d'être beaucoup plus volumineux que le moteur fonctionnant au gaz d'éclairage.

Il existe différents systèmes d'installations de gazogènes à pression : leur principe fondamental est généralement le suivant : dans un récipient est disposé du charbon incandescent ou du coke ; à côté de ce récipient est placée une petite chaudière chauffée au moyen de déchets de combustible. La vapeur produite est envoyée au moyen d'un injecteur dans le récipient rempli de charbon ou de coke incandescent ; elle traverse celui-ci et se transforme en gaz utilisable. Celui-ci est épuré et nettoyé dans des appareils convenables, puis emmagasiné dans des gazomètres, d'où il passe au moteur. Un tel gaz produit avec de l'anthracite contient environ 46 °/o de gaz combustible, oxyde de carbone, méthane et hydrogène : le reste est composé d'acide carbonique et d'azote. On recueille théoriquement 93 à 94 °/o, et pratiquement 83 °/o du pouvoir calorifique du charbon employé : si l'on tient compte de différentes pertes, on trouve que le rendement d'une installation de ce genre n'est pas supérieur à 75 °/o. Ce rendement est au moins équivalent à celui de la meilleure chaudière à vapeur. Or, la machine à vapeur utilis

au plus 15 à 20 % de la chaleur dépensée, tandis que le moteur à gaz utilise 25 à 30 % de la chaleur dépensée. Il est bien évident que le moteur à gaz doit être plus économique que la machine à vapeur.

Pour que l'emploi du moteur à gaz puisse se répandre dans les petites installations, on a dû simplifier le gazogène et supprimer la chaudière. Au lieu de chasser, au moyen d'un injecteur ou d'un ventilateur, le mélange d'air et de vapeur d'eau, on a pensé à faire aspirer le gaz par le moteur lui-même au moment de la course du piston. Sur ce principe ont été établis tous les gazogènes dits à aspiration. La chaleur du gaz produite est employée pour vaporiser l'eau ; le gazomètre est supprimé, puisque le gaz est produit au fur et à mesure des besoins et en quantité égale à la quantité consommée à chaque instant. Pour les grosses installations toutefois, on a encore recours aux gazomètres, pour éviter les irrégularités dans la pression et dans la composition du gaz. L'uniformité du combustible employé, aussi bien au point de vue de la qualité que de la grosseur de grains, est indispensable si l'on veut obtenir un fonctionnement régulier de l'installation des moteurs à gaz : des irrégularités dans la grosseur des grains amènent des irrégularités dans la combustion du charbon, et il en résulte des pertes dans la production du gaz. Plus les morceaux de charbon sont petits, et plus le fonctionnement est régulier.

Pour les installations de gazogènes à aspiration, on obtient à peu près les mêmes résultats que pour les installations de gazogènes à pression. Le rendement est compris entre 75 et 80 % environ ; la consommation de combustible par cheval-heure effectif est d'environ $0^{kgr},37$ à $0^{kgr},42$ d'anthracite, $0^{kgr},43$ à $0^{kgr},48$ de coke de gaz et $0^{kgr},60$ à $0^{kgr},70$ de briquettes de lignite à 5 000 calories.

Dans les installations de grande puissance, et particulièrement dans les installations où l'on emploie du gaz à pression, on peut remarquer qu'un certain nombre de sous-produits sont recueillis dans les gazogènes. A Madrid il existe une station centrale électrique employant six moteurs à gaz de 2 000 chevaux, dans laquelle on recueille comme sous-produits, une quantité importante de sulfate d'ammoniaque. Le charbon utilisé est de mauvaise qualité et est bitumineux. En Italie, il s'est formé une société pour l'utilisation de combustibles de qualité inférieure, riches en azote, tels que la tourbe, la lignite, etc. On compte que la valeur des sous-produits (sulfate d'ammoniaque) doit couvrir à elle seule les frais d'exploitation.

L'un des plus graves inconvénients qui empêche le développement des installations de gazogènes est la quantité de vapeur, de goudron et de poussière que le gaz entraîne avec lui, et qui encrassent l'épurateur, les conduits et les soupapes. Les différents appareils employés pour éviter ces inconvénients sont très compliqués et encombrants. Quand on veut éviter des frais d'installation élevés et économiser de la place, on est obligé alors d'employer des combustibles très riches en carbone et très pauvres en composés bitumineux, tels que du coke ou de l'anthracite.

Si l'on admet qu'un cheval-heure effectif exige une dépense de 3500 calories, dans le gazogène, le prix de revient, quand on emploie du gaz à 7 000 calories coûtant 380 francs les 10 tonnes, est de :

$$\frac{3\,500}{7\,000} \cdot \frac{38\,000}{10\,000} = 1,9 \text{ centime.}$$

Avec des briquettes de lignite à 6 000 calories, telles que celles fabriquées en Allemagne et en Autriche, coûtant 200 francs pour 10 tonnes, le prix de revient est de :

$$\frac{3\,500}{6\,000} \cdot \frac{20\,000}{10\,000} = 1,6 \text{ centime}$$

Les gazogènes utilisant les briquettes sont plus coûteux d'installation et moins simples que les gazogènes à anthracite ou à coke. Ce n'est donc que pour des installations importantes que les gazogènes à briquettes offrent des avantages par rapport aux gazogènes à anthracite ou à coke. Dans les petites installations, l'enlèvement et la combustion du goudron entraîneraient une augmentation importante de l'installation et du prix de premier établissement. Il faut remarquer aussi que les briquettes employées ne doivent pas contenir de soufre.

En comparant les frais d'exploitation d'une installation de moteurs à gaz avec ceux d'une installation de machines à vapeur, il faut tenir compte d'un grand nombre de points, tels que le prix d'installation, l'encombrement, la sécurité, la capacité de surcharge, les dangers d'explosion, le bruit, le rendement aux différentes charges, etc., dont une partie a été souvent laissée de côté dans des comparaisons d'où ressort, en faveur des moteurs à gaz, un avantage important.

L'auteur examine ensuite le moteur Diesel et les résultats obtenus avec ce type de machine. Dans ce moteur, l'inflammation du combustible liquide injecté est produite par l'air aspiré : c'est un moteur à combustion et non à explosion. La compression de l'air dans le cylindre lors de la course rétrograde du piston s'effectue sous une pression de 30 à 32 atmosphères. Ensuite le combustible liquide est injecté progressivement et s'enflamme au contact de l'air chaud. Le point d'inflammation des huiles lourdes généralement employées est voisin de 130°. Le rendement thermique du moteur Diesel est élevé. Si l'huile brute était aussi peu coûteuse que le charbon par calorie, la consommation du moteur Diesel en combustible serait trois fois plus économique que celle d'une bonne machine à vapeur. Mais l'huile brute est relativement coûteuse, et l'avantage que procure l'emploi du moteur Diesel est moins marqué que ne l'indique son rendement théorique. Comme

avantages du moteur Diesel, on peut signaler en premier lieu que cette machine présente un faible encombrement : en outre, la consommation de combustible est proportionnelle à la puissance ; la combustion est complète et le cylindre ne s'encrasse pas ; la surveillance est faible et l'entretien facile. La consommation du moteur Diesel est relativement faible. Pour de fortes puissances, elle est de 200 francs d'huile brute par cheval-heure à pleine charge : le prix de revient est donc de 1,4 centime avec de l'huile coûtant 6 fr. 85 les 100 kilogrammes. Tout compris, les dépenses d'exploitation sont à peu de chose près les mêmes pour une installation de moteurs Diesel et une installation de machines à vapeur.

L'auteur donne ensuite des indications relatives à la turbine à vapeur et à la turbine à gaz. Cette dernière machine n'ayant encore fait l'objet d'aucune application pratique, il est impossible de donner sur elle des chiffres quels qu'ils soient.

E. B.

Emploi de moteurs Diesel dans une usine génératrice.

M. Mulertt décrit, dans l'*Elektrotechnische Zeitschrift*, l'intéressante installation de l'usine génératrice de la commune de Friedenau, près Berlin. On emploie, pour la production de la force motrice dans cette usine, des moteurs Diesel à pétrole. Ces machines ont l'avantage d'une mise en marche rapide (8 minutes environ), d'un bon rendement (jusqu'à 35 °/₀) et d'un faible enroulement en surface ; l'exploitation est facile et la surveillance réduite, grâce à l'absence de charbon et de chaufferie ; l'absence de cheminée doit aussi être considérée comme un avantage important.

L'usine génératrice a été bâtie à la fin de l'année 1905. En sous-sol est ménagée une salle qui contient la batterie d'accumulateurs, comprenant 264 éléments de l'Accumulatorenfabrik A. G. et pouvant débiter 600 ampères-heure. Le sous-sol contient en outre le réservoir d'huile de paraffine qui alimente le moteur Diesel et qui contient 12 mètres cubes. Deux autres réservoirs sont placés au rez-de-chaussée ; ils reçoivent, avant son introduction dans le moteur, l'huile pompée dans le réservoir inférieur, dont ils sont séparés par une batterie de filtres. Deux réservoirs à eau de 4 mètres cubes contiennent l'eau servant au refroidissement des différentes parties des moteurs.

La salle des machines contient deux moteurs Diesel à deux cylindres de 250 chevaux à 155 tours par minute ; ces moteurs peuvent développer 300 chevaux en cas de besoin ; l'alésage des cylindres est de 500 millimètres et la course est de 740 millimètres. Deux volants, dont l'un a $3^m,70$ de diamètre et pèse 7 tonnes, et dont l'autre a $4^m,20$ de diamètre et pèse 15 tonnes, donnent aux machines un degré d'irrégularité de 1/140 Les machines sont à simple effet et fonctionnent à quatre temps. Toutes les soupapes sont fermées par des ressorts et sont ouvertes par des leviers de manœuvre sur lesquels agissent des cames. Toutes les cames sont clavetées sur un arbre de commande entraîné par une vis sans fin. Les leviers de démarrage et la soupape de combustibles sont enclanchés de telle façon qu'une seule des deux soupapes puisse être actionnée. Pour le démarrage, on place un levier sur le ponton de démarrage, le moteur ayant été précédemment amené à une position différente du point mort. Un réservoir (réservoir de démarrage) contenant de l'air comprimé sous une pression de 50 kilogrammes par centimètre carré, pénètre dans le cylindre par une soupape de démarrage et le moteur se met en route. Au bout de 3 à 4 tours, les volants ont acquis une force vive suffisante pour pouvoir aspirer et comprimer l'air derrière les pistons. On ferme alors la soupape de démarrage et on ouvre la soupape de combustibles. L'air comprimé provenant du réservoir à injection entraîne le combustible liquide et l'injecte dans le cylindre, et le moteur commence à fonctionner. L'air comprimé nécessaire pour le démarrage et pour l'injection du liquide dans le cylindre est fourni par une pompe à air double faisant partie du moteur et surmontée par des balanciers fixés aux tiges des cylindres. Chaque moteur est muni de deux de ces pompes. Dès que la pression de l'air comprimé dans les réservoirs dépasse 60 kilogrammes, le robinet de communication avec les pompes se ferme automatiquement. Le combustible est admis par la soupape d'admission et est comprimé par une pompe spéciale : les soupapes de cette pompe sont commandées par le régulateur et s'ouvrent plus ou moins suivant la puissance demandée à la machine. Ce mode de réglage fonctionne d'une façon satisfaisante pour des charges variables.

Chaque moteur Diesel est directement accouplé à une dynamo génératrice à huit pôles de la Société Felten et Guillaume Lahmeyer produisant 330 ampères sous 500 volts. Les dynamos travaillent directement sur les conducteurs extrêmes d'un réseau à trois fils à 2×220 volts.

La salle des machines contient, en outre, un survolteur servant à la charge des accumulateurs : ce groupe comprend deux dynamos génératrices et deux moteurs fixés sur une plaque de fondation commune. Chaque dynamo génératrice peut débiter 180 ampères sous 20 volts à 670 tours par minute ; à la vitesse de rotation de 800 tours par minnte, la tension atteint 130 volts et l'intensité de courant 120 ampères. Cette machine peut aussi servir comme groupe d'égalisation : généralement c'est la batterie qui équilibre les points. Pour une vitesse de 640 à 800 tours par minute, les moteurs sont établis par une tension de 220 à 250 volts. Les moteurs ainsi

que les dynamos génératrices du groupe sont munis de quatre pôles inducteurs et de quatre pôles de commutation : leur fonctionnement s'effectue sans étincelle, même aux fortes charges, avec des balais calés sur la zone neutre. L'équipement de la batterie est complété par un réducteur à 23 contacts prévu pour 330 ampères : chaque contact correspond à la mise en circuit ou hors circuit de deux éléments de la batterie.

Le combustible employé pour l'alimentation des moteurs Diesel est de l'huile de paraffine provenant de Halle : on peut également employer d'autres huiles. L'huile de paraffine est un sous-produit de la fabrication de la paraffine : son point d'inflammation est voisin de 100° ; son pouvoir calorifique est compris entre 9 500 et 10 000 calories ; son prix de valeur est de 91 francs la tonne. L'huile ne laisse presqu'aucun résidu lors de sa combustion dans les moteurs ; aucun nettoyage des cylindres n'a été nécessaire après un fonctionnement ininterrompu de 16 mois. La consommation garantie de combustibles à 10 000 calories par kilogramme a les valeurs suivantes, en regard desquelles l'auteur a indiqué les chiffres relevés dans un essai de 5 heures effectué à l'usine.

CONSOMMATION DE COMBUSTIBLE

CHARGE	CONSOMMATION PAR CHEVAL-HEURE EFFECTIF EN GRAMMES	
	garantie.	constatée dans un essai.
1/1	185	175
3/4	195	184
1/2	225	212
1/3	300	247

Le pouvoir calorifique de l'huile employé dans un essai a été trouvé égal à 9 900 calories. On voit que les résultats sont très satisfaisants. B. L.

Emploi de moteurs Diesel dans l'usine génératrice d'Aichach

L'usine génératrice d'Aichach contient deux moteurs Diesel monocylindriques de 90 chevaux. Ces machines tournent à la vitesse de rotation de 160 tours par minute et consomment $0^{kgr},2127$ d'huile par cheval-heure pour une charge de 75,7 chevaux, $0^{kgr},2227$ d'huile par cheval-heure pour une charge de 57,1 chevaux, et $0^{kgr},248$ par cheval-heure pour une charge de 39 chevaux. Le combustible employé est de l'huile de paraffine de Halle dont le pouvoir calorifique est de 9 900 calories environ. Les consommations garanties par la construction étaient, pour un combustible à 10 000 calories en kilogramme, de $0^{kgr},22$ par cheval-heure pour 80 chevaux, $0^{kgr},24$ par cheval-heure pour 54 chevaux, et $0^{kgr},27$ par cheval-heure pour 40 chevaux.

Les essais ont montré que les variations de la vitesse de rotation pour une décharge ou une charge longue ne dépassent pas 1 % pour une variation de 45 % de la pleine charge. Les volants des moteurs pèsent 8 675 kilogrammes et ont $3^{m},40$ de diamètre. Comme consommation d'eau pour le refroidissement des différents organes, le gros moteur consomme 10 litres par cheval-heure effectif, et un petit moteur 15 litres par cheval-heure effectif, pour une température d'entrée de l'eau de 10° et une température de sortie de 70°.

Les deux moteurs de l'usine de Aichach entraînent chacun une machine dynamo-électrique de 62 kilowatts à 440-480 volts tournant à la vitesse de rotation de 600 tours par minute.

Une batterie d'accumulateurs de 330 ampères-heure au régime de décharge en 4 heures soutient les génératrices et est chargée par un survolteur de 8 kilowatts sous 50 à 200 volts ; ce survolteur est entraîné par un moteur électrique de 11 chevaux.

L'usine dessert actuellement 2 200 lampes à incandescence, 14 lampes à arc de 10 ampères. Comme force motrice, l'usine alimente surtout des moteurs de 13,5 chevaux entraînant des pompes qui débitent 35 mètres cubes d'eau par heure à 62 mètres de hauteur. E. B.

Sur les chaudières à vapeur employées dans les usines génératrices de la ville de Londres.

L'*Elektrotechnik und Maschinenbau* reproduit une étude de M. R. Lind dans laquelle cet auteur donne des renseignements très complets sur les chaudières employées dans les 48 usines génératrices qui alimentent la ville de Londres ou sa banlieue. La région desservie par ces usines couvre une superficie de 303 kilomètres carrés et contient 4 536 429 habitants. Les chaudières sont au nombre de 729. Il y a 26 usines (54 %) équipées avec des chaudières à tubes d'eau, 7 usines (15 %) équipées avec des chaudières à bouilleurs, et 15 usines (31 %) équipées avec des chaudières à tubes d'eau et avec des chaudières à bouilleurs. Parmi les 521 chaudières à tubes d'eau (71,5 %), 473 d'entre elles ont des tubes droits et 48 ont des tubes courbes. Parmi les 196 chaudières à bouilleurs (26,9 %), il y a 24 chaudières à tubes simples et à tubes doubles et 172 chaudières à tubes simples ou doubles à retour de flamme. Il y 12 (1,6 %) chaudières de locomotives à tubes. La grandeur de la surface de chauffe des chaudières à tubes d'eau est comprise entre 100 et 1 000 mètres carrés. La pression normale est comprise entre 10 et $16^{kgr},5$ par centimètre carré. Parmi les chaudières à tubes d'eau, il y a surtout des chaudières Babcock et Wilcox (444) du type fixe à tubes droits ; ce type de générateur comprend une chambre ondulée pour chaque série verticale de tubes. Souvent les chaudières Babcock et Wilcox sont munies d'un réchauffeur d'eau, système Druitt-Halpin. 29 chaudières à tubes d'eau R. Hornsby sont en service, ainsi que 27 chaudières à tubes inclinés, les chaudières à tubes d'eau à tubes courbés sont représentées dans les usines de Londres par des générateurs Stirling et des générateurs Climax. Les chaudières Stirling sont établies sous forme de chaudières fixes (37) ou de chaudières marines (1). Elles réunissent les avantages d'une répartition uniforme de la surface de chauffe au-dessus du courant de gaz chaud avec l'avantage d'une chambre d'eau cylindrique ; elles présentent une circulation active et contiennent une grande pente d'eau et de vapeur. Il est nécessaire d'employer de l'eau d'alimentation très propre, car la forme courbée des tubes rend difficile leur nettoyage. Les chaudières Climax sont employées dans une seule usine génératrice (Central Electric Supply C°). La construction de ces générateurs diffère sensiblement de celles des chaudières ordinaires à tubes d'eau. Autour d'une chambre d'eau cylindrique verticale sont disposés circulairement en plusieurs étages des tubes d'eau courbés entourés d'une enveloppe cylindrique en matière réfractaire exposée aux gaz qui se déplacent de bas en haut. Le foyer est annulaire avec grille plate desservie par six portes ménagées autour du générateur. Dans ces appareils, il est également nécessaire d'employer de l'eau d'alimentation épurée avec soin.

Parmi les 196 chaudières à bouilleurs (26,9 %), il y a, comme on l'a déjà vu, 24 chaudières ordinaires à tubes simples ou doubles, et 172 chaudières à retour de flamme.

Parmi les 729 chaudières employées dans la totalité des usines génératrices de la ville de Londres, 348 sont chargées à la main, et 357 sont munies du chargement mécanique. Parmi ces dernières, 246 sont à guille sans fin (Babcok et Wilcox, Stirling, Bernuis). Les chargeurs mécaniques à pelletées ne sont qu'au nombre de onze : dans ces appareils, le charbon tombe d'une trémie sur une plaque mobile qui le dépose sur une pelle ; celle-ci, mue par un ressort bandé qui se détend, projette plus ou moins loin le combustible qu'elle porte. Les chargeurs mécaniques dans lesquels le charbon pénètre par le bas du foyer sont au nombre de 22.

L'auteur donne un certain nombre d'indications sur les avantages du chargement mécanique et les économies qu'il permet de réaliser. Des surchauffeurs sont employés avec la moitié des chaudières environ ; des réchauffeurs d'eau d'alimentation sont fréquemment adoptés, surtout sous forme d'économiseurs Green. Le tirage forcé est d'un emploi assez répandu.

B. L.

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Les ascenseurs des stations du chemin de fer souterrain du Great Northern, Piccadilly and Brompton.

La ligne électrique du Great Northern, Piccadilly and Brompton Ry a été mise en service il y a peu de temps à Londres. Les voies de cette ligne étant établies à une profondeur comprise entre 18 à 36 mètres au-dessous de la chaussée, on a dû établir, dans chaque station, 2 à 6 ascenseurs destinés au transport des voyageurs. Sauf dans une station, où l'on a employé la commande hydraulique pour ces appareils, toutes les stations sont munies d'ascenseurs électriques. Chacun d'eux peut soulever 4 540 kilogrammes à une vitesse de 1 mètre par seconde. Sur la surface de 13 mètres carrés qu'il présente, 70 personnes peuvent prendre place. Les moteurs et les appareils de manœuvre sont établis à la partie supérieure du puits. Le tambour est entraîné par deux moteurs tétrapolaires de 35 chevaux à courant continu. Chacun d'eux est accouplé à une vis sans fin en acier sur laquelle engrène une roue dentée en bronze. Entre cette roue et le tambour est disposé un accouplement élastique. L'arbre du moteur porte un disque de freinage, sur lequel un frein à bande s'applique dès que le courant cesse de passer dans le moteur. Chaque ascenseur est supporté par quatre câbles en acier de $2^{cm},2$ de diamètre ; deux câbles portent le

contrepoids, qui pèse un peu moins lourd que l'ascenseur. En outre, un contrepoids qui pèse environ la moitié du poids des voyageurs est suspendu à deux câbles d'acier. Une série de dispositifs de sécurité complètent l'équipement.

Les portes d'entrée et de sortie sont actionnées par l'air comprimé que fournit un réservoir de 250 litres placé au fond du puits. Ce réservoir est alimenté par la conduite d'air comprimé qui dessert les signaux. Les cylindres à air servant à l'ouverture et à la fermeture des portes font 167000 courses par semaine.

Le démarrage est effectué au moyen d'un controller principal ; ensuite le réglage des moteurs est assuré par des relais qui mettent automatiquement hors circuit les résistances successives. Les induits des deux moteurs sont toujours en série. Un interrupteur de sécurité permet d'arrêter l'ascenseur en un point quelconque de sa course quand il arrive la moindre chose. Le même appareil ouvre le circuit quand une vitesse maxima est dépassée. L'intensité du courant de démarrage est de 25 % supérieure à l'intensité du courant normal.

R. R.

TÉLÉGRAPHIE

Sur la conservation de poteaux en bois des lignes télégraphiques.

M. Petritsch indique, dans l'*Elektrotechnik und Maschinenbau,* les résultats obtenus par l'administration des télégraphes autrichiens pour l'imprégnation des poteaux en bois employés sur les lignes télégraphiques. Les différents procédés ont été essayés pour cette imprégnation, à l'exception du procédé au sulfate de cuivre, qui, d'après l'expérience acquise, ne donne pas de bons résultats.

En premier lieu, on a essayé, pour l'imprégnation, l'huile de créosote. Les résultats obtenus dans différentes contrées avec ce procédé ont montré que la créosote présente comme imprégnant une supériorité incontestable sur toutes les autres substances employées. La durée moyenne de poteaux créosotés atteint 20 ans et même 30 ans. Généralement, l'imprégnation avec des huiles de goudron est faite d'après le procédé Bethell dans de grandes chaudières en fonte dans lesquelles on fait pénétrer, sur des wagonnets, les poteaux à imprégner. Après avoir enlevé, par vidage, la majeure partie de l'air contenu dans le bois, on fait pénétrer dans la chaudière l'huile de créosote, et l'on comprime jusqu'à ce que le bois soit complètement imprégné. La quantité d'huile de goudron que l'on peut faire absorber au bois par ce procédé est très considérable ; elle peut dépasser 300 kilogrammes par mètre cube.

Le prix élevé de l'huile de créosote rend ce procédé d'imprégnation très coûteux. On a été conduit alors à imprégner partiellement le bois, et non totalement, et à réduire ainsi au tiers ou au cinquième de la quantité primitive, la quantité d'huile créosote nécessaire pour l'imprégnation. L'administration autrichienne des postes et télégraphes a employé d'abord à cet effet le procédé Ruping, déjà utilisé en Allemagne : ce procédé a été abandonné au bout de peu de temps et remplacé par le procédé Rütgers.

Le procédé d'imprégnation partielle Rütgers est analogue, d'une façon générale, au procédé Bethell, mais on ne laisse pas pénétrer l'huile de créosote à fond dans le bois, et l'on arrête l'opération quand une certaine quantité de liquide a pénétré dans les fibres : ensuite, on traite le bois par de la vapeur surchauffée. La surface du bois sèche alors, et l'huile pénètre dans l'intérieur. D'après les résultats d'expériences effectuées sur ce procédé, un mètre cube de bois absorbe 100 kilogrammes d'huile de créosote : en pratique, cette quantité varie entre 100 et 120 kilogrammes. Le prix de l'imprégnation ne coûte pas sensiblement plus cher que l'imprégnation au sulfate de cuivre. L'huile de créosote employée doit être tout à fait claire et limpide ; elle doit avoir un poids spécifique de 1,05 à 1,10, à 15°. Elle ne doit contenir que des constituants dont le point d'ébullition est compris entre 200° et 350°. La teneur en huiles acides doit être d'environ 10 %. On ne peut pas encore dire si les poteaux traités par ce



procédé d'imprégnation partielle ont une durée aussi grande que celle des poteaux traités par le procédé d'imprégnation totale : il est vraisemblable que le bois traité d'après le procédé Bethell contient inutilement trop de créosote ; par contre, il est difficile de juger si, pour une absorption de 100 kilogrammes par mètre cube, on a atteint la limite au delà de laquelle une plus ample imprégnation ne sert plus à rien pour la conservation du bois. Dans la méthode d'imprégnation partielle, les parties superficielles du bois, qui sont soumises aux influences atmosphériques, semblent suffisamment imprégnées pour résister aussi longtemps qu'avec le procédé d'imprégnation totale. Par contre, on n'est pas parvenu encore à imprégner d'une façon égale et uniforme tous les poteaux : dans une même opération, certains poteaux absorbent 100 kilogrammes d'huile de créosote par mètre cube, d'autres n'absorbent que 50 kilogrammes et d'autres contiennent jusqu'à 200 kilogrammes par mètre cube. La cause de ces inégalités provient des différences de constitution des bois et de leur degré de siccité. Si l'on veut obtenir des résultats uniformes, il faut employer des bois de même constitution et également séchés.

Au lieu de pin, on peut employer aussi du mélèze pour l'établissement de poteaux télégraphiques. La quantité d'huile de créosote absorbée par ce bois dans le procédé d'imprégnation partielle est d'environ 70 à 80 kilogrammes par mètre cube. Le mélèze des Alpes donne d'excellents résultats au point de vue de la durée et de la résistance.

Différents autres procédés d'imprégnation ont été essayés par l'administration des télégraphes autrichiens. Dans le procédé Boucherie, le nombre des substances employées pour l'imprégnation est assez limité, car ces substances doivent être complètement solubles dans l'eau, être peu coûteuses, et ne pas être trop vénéneuses. Si l'on fait abstraction de l'huile de goudron et le chlorure de mercure, il ne reste plus guère que le chlorure de zinc. L'administration du génie militaire autrichien a employé avec succès, par le procédé Boucherie, des composés du fluor, tels que le fluorure de zinc, obtenu par dissolution des déchets de zinc dans de l'acide fluorhydrique étendu. Ces composés sont fortement antiseptiques. Le chlorure de zinc lui-même est plus antiseptique que le sulfate de cuivre. D'après les essais faits en Allemagne, les poteaux imprégnés au chlorure de zinc, par le procédé pneumatique, présentent une durée un peu plus considérable que les poteaux imprégnés au sulfate de cuivre. Il est possible qu'en employant du chlorure de zinc avec la méthode Boucherie, on obtienne des résultats assez satisfaisants. En tous cas, des recherches faites

dans cette voie ne seraient pas inutiles, car le prix du sulfate de cuivre augmente d'une façon continue.

Des expériences d'imprégnation avec du chlorure de zinc ont été faites en 1906 par l'administration des télégraphes autrichiens. Comme liquide, on employait une solution de chlorure de zinc relativement concentrée à 4° Beaumé, ce qui correspond à une teneur de 1,5 °/₀ de zinc métallique. En 1907, on fera des essais analogues avec des composés du fluor.

L'imprégnation au bichlorure de mercure d'après le procédé Kyan a donné des résultats particulièrement intéressants. Cette méthode est employée en Bavière depuis 1870 : la durée des poteaux est d'environ 13,7 années Le bichlorure de mercure étant un poison extrêmement violent, l'administration des télégraphes autrichiens n'a pas cru devoir l'employer jusqu'ici.

D'autres antiseptiques pourraient être avantageusement employés : parmi ceux-ci, on peut citer les préparations de nitrophénol, l'antinonnine et l'antigermine fabriquées depuis peu par les usines Fr. Bayer et C°. Ces deux substances sont beaucoup moins vénéneuses que le chlorure de mercure et sont extrêmement antiseptiques. Provisoirement, les expériences faites avec ces substances par l'administration des télégraphes autrichiens consistent à badigeonner les bois : il ne semble pas impossible qu'un tel badigeonnage, fait dans de bonnes conditions, puisse donner de bons résultats.

E. B.

DIVERS

Sur les accidents occasionnés par l'électricité dans les mines.

L'*Elektrotechnische Zeitschrift* du 28 février publie une statistique de M. Rinkel sur les accidents causés par l'électricité dans les mines. Comme l'indique l'auteur, il est bon de compter de temps en temps le nombre d'accidents dus à l'emploi de courants électriques dans les mines, non seulement pour connaître ce nombre, mais pour déterminer l'importance de différentes causes qui ont pu intervenir et les circonstances qui ont accompagné ces accidents. Bien que l'on puisse dire, d'une façon générale, que le nombre de ces accidents est relativement faible en comparaison de l'extension qu'ont prises maintenant les installations électriques, il y a lieu de souhaiter néanmoins que le chiffre en soit abaissé le plus possible grâce à des prescriptions convenables, autant que cela est possible sans porter atteinte au développement des exploitations électriques. On peut voir facilement dans quelles directions doivent s'étendre ces prescriptions de sécurité

en examinant les causes les plus fréquentes auxquelles sont dus les accidents.

En 1904, 14 accidents ont été signalés ; en 1905, ce chiffre s'est élevé à 21 accidents, intéressant 36 personnes parmi lesquelles 15 ont été tuées. Par suite de l'extension des installations à haute tension, on trouve 10 personnes tuées par un contact accidentel en 1905, contre 5 personnes en 1904. Les accidents survenus aux 36 personnes précitées sont dus aux causes suivantes :

	NOMBRE DE PERSONNES		
	BLESSÉES	TUÉES	TOTAL
En service normal	10	»	10
Pendant les réparations, revisions, etc.	6	9	15
Par suite de l'inobservation des règlements	2	3	5
Par contact avec des conducteurs électriques	3	2	5
Par imprudence	»	1	1
	21	15	36

On voit que, en service normal, il n'y a eu que des blessures simples, mais plus de cas de mort en l'espace de deux années. Les blessures, consistant généralement en brûlures, ont été généralement occasionnées par le mauvais fonctionnement des interrupteurs ; plusieurs cas montrent qu'il est bon d'employer des interrupteurs manœuvrés à distance toutes les fois qu'il peut se produire des étincelles à proximité de la poignée. Même les coffrets avec fente laissant passer le manche de l'interrupteur ne protègent pas la main, car souvent des étincelles jaillissent à travers la fente.

D'une façon générale, on peut dire que le nombre des blessures en service normal est extrêmement faible, et cela prouve que, avec les machines modernes et les installations actuelles, il n'y a presque aucun danger.

Il semble par contre que le service de réparations, de visite et d'entretien soit beaucoup plus dangereux que le service normal. Environ 42 % de la totalité des accidents et 60 % des accidents mortels se sont produits dans le service de réparations, les monteurs et les ouvriers sont surtout atteints, parce qu'ils ont à toucher des bornes, des conducteurs, et des interrupteurs qu'ils croient déconnectés et qui se trouvent sans courant. Un grand nombre d'accidents mortels auraient pu être évités s'il était prescrit de ne jamais toucher un conducteur avant de l'avoir relié à la terre, ou d'avoir connecté ensemble des conducteurs de différentes polarités. Cette prescription devrait être édictée d'une façon générale. Bien entendu, les mesures à prendre doivent être conçues de telle façon qu'elles ne puissent pas occasionner de blessures provenant d'étincelles : l'opérateur doit donc se trouver à une certaine distance des bornes ou des conducteurs dont il s'agit. Souvent, la disposition des conducteurs ou des bornes ne permet pas de réaliser cette connexion à la terre, mais, dans ces cas, les bornes devraient être enfermées de façon à n'être accessibles qu'après rupture du circuit. Un organe électromagnétique approprié, dont l'électro-aimant serait parcouru par le courant de la ligne, pourrait être facilement établi et assurerait une grande sécurité dans cet ordre d'idées : les dépenses supplémentaires qui résulteraient de son installation seraient insignifiantes.

Souvent des lignes à basse tension sont venues en contact avec des lignes à haute tension par suite de ruptures dues à la neige ou à la rupture d'isolateurs. Dans un cas, des courants triphasés à 500 volts circulèrent dans un câble de suspension d'une lampe à arc et tuèrent un ouvrier venu pour examiner la lampe. Dans un autre cas, une lampe à arc reçut du courant continu à 500 volts et brûla la main de l'ouvrier. Ces deux accidents auraient pu être évités facilement par l'emploi de dispositifs de sécurité contre les surtensions : de tels dispositifs devraient être réglementaires dans toutes les installations où des lignes à haute et basse tensions sont supportées par les mêmes poteaux.

Dans deux cas, des ouvriers chargés de la revision ont été tués parce qu'ils considéraient les conducteurs comme bien isolés ou comme munis d'une enveloppe bien reliée à la terre. Dans l'un des cas, l'isolement était devenu mauvais ; dans l'autre, la jonction de l'enveloppe avec la terre n'était plus assurée ; dans l'un et l'autre cas, l'accident mortel est dû à un manque de surveillance et d'entretien.

Les accidents survenus par l'imprudence des victimes sont évidemment difficiles à éviter, mais néanmoins, il est souhaitable que les espaces dans lesquels sont placés des conducteurs ou des appareils à haute tension soient fermés d'une façon rigoureuse, et que leur accès ne puisse être autorisé qu'à des gens expérimentés.

Plusieurs accidents, dont deux mortels, ont été causés par le fait que des gens qui n'avaient rien à voir avec l'exploitation électrique, ont été amenés, par un concours de circonstances, à toucher des conducteurs électriques sans courant : tel est le cas d'ouvriers travaillant à proximité de conducteurs, glissant et se raccrochant à ceux-ci pour éviter une chute. On éviterait complètement de tels accidents si l'on mettait hors circuit ou si l'on enveloppait provisoirement d'un isolant les portions de conducteurs auprès desquelles des ouvriers sont appelés à travailler.

En ce qui concerne le danger plus ou moins grand que présente l'emploi de différentes tensions, les accidents ont montré que le contact avec des courants triphasés à 500 volts était généralement mortel. Même un contact avec des courants triphasés à 230 volts a occasionné la mort d'un ouvrier. On a vu un ouvrier tué par le contact avec une ligne à courant continu à 230 volts, à cause de l'humidité du sol et de ses mains. Dans ce dernier cas, la mort n'a pas été instantanée, et on aurait peut-être pu sauver la victime en pratiquant pendant un temps suffisamment long la respiration artificielle et les tractions rythmées de la langue.

Il serait absurde de penser que l'on peut supprimer d'une façon complète les accidents qui peuvent se produire dans l'emploi des courants électriques, mais on peut s'efforcer, par des prescriptions judiciaires, d'abaisser le nombre de ces accidents à un chiffre très faible, et il semble que ce résultat ne soit pas bien difficile à obtenir.

B. L.

RENSEIGNEMENTS COMMERCIAUX

Nouvelles sociétés.

On nous signale la constitution des sociétés suivantes :

Compagnie Électrique du Midi, société anonyme ; siège social : 8, rue Pillet-Will, Paris ; capital : 5 000 000 de francs ; constituée le 29 janvier 1907.

Compagnie Parisienne des Taxautos électriques, société anonyme constituée le 28 janvier 1907 sous le patronage de la « Société Française pour l'Industrie et les Mines » avec le concours des Garages Krieger et Brasier ; capital provisoire : 2 000 000, divisé en 20 000 actions de 100 francs chacune. Ce capital initial est destiné à l'achat de 150 voitures (soit 1 650 000 francs), ce qui laissera un fonds de roulement de 350 000 francs. La société se propose de mettre ultérieurement 1 000 voitures en service.

L'*Électricité Moderne,* société anonyme ; siège social : 12, rue Rochambeau, Paris ; fonds social : 300 000 francs, divisé en 3 000 actions de 100 francs, dont 1 750 ont été remises à la « Société Forte et Cie », les autres étant souscrites en numéraire. La société, constituée le 14 novembre 1906 pour une durée de 20 ans, se propose particulièrement l'exploitation des brevets français et étrangers pris ou à prendre pour dispositif accumulateur de la chaleur produite par un courant électrique pour fer à repasser, chaufferettes et autres applications. La « Société Forte et Cie » fait apport à la nouvelle société des brevets pris à ce sujet en France et en Belgique au nom de M. Joseph Forte, et de tout ce qui compose, par ailleurs, son actif (siège social, droit au bail, etc.).

Société de la Magnéto-Hydra, société anonyme ; siège social : 34, rue Pierret, Neuilly-sur-Seine, fonds social : 80 000 francs, divisé en 400 actions de priorité, versées en numéraire et 400 actions d'apport. Cette société, constituée le 27 novembre 1906 pour une durée de 20 ans se propose particulièrement l'exploitation et la vente de toutes machines magnéto-électriques. Elle a reçu en apport de la « Société Meyer, Kopp et Cie » l'exploitation industrielle et la marque de fabrique connue sous le nom de Magnéto-Hydra.

Société des appareils électriques « Fulgur », société anonyme ; siège social, 44, rue des Bois, Levallois-Perret (Seine) ; capital : 100 000 francs ; constituée le 17 décembre 1906.

Société d'Énergie Électrique de la Sorgue et du Tarn, société anonyme ; siège social : 67, rue de la Vieille-Intendance, Montpellier ; capital : 1 000 000 de francs ; constituée le 15 décembre 1906.

Société en commandite Degage et Cie, entrepr. d'électricité, gaz et eau, etc., 29, rue Delambre, Paris ; durée : 5 ans ; capital : 19 800 francs

Publications commerciales.

A propos de l'Exposition de Milan où ils ont obtenu 2 grands prix et une médaille d'or, les *Deutsche Telephonwerke* de Berlin ont récemment publié une notice éditée en français et rédigée par M. G. Foerster, ingénieur. Cette notice concerne les appareils téléphoniques construits par cette maison, les commutateurs centraux à tableaux multiples, les signaux et appareils pour mines, les appareils télégraphiques et instruments de précision, ainsi que le matériel accessoire de l'industrie des télégraphes et des téléphones.

***

L'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft, de Berlin, a consacré à ses turbines à vapeur une brochure nouvelle « Der Dampfturbinenbau », signée *O. Lasche,* où sont indiqués, avec de nombreuses et excellentes photographies, les caractéristiques de ces turbo-dynamos et l'outillage de ses ateliers de construction.

MATÉRIEL A CÉDER

A vendre d'occasion **pour 650 francs, un pont roulant de deux tonnes,** *absolument neuf,* avec croix de Saint-André, crochet à pivot, chaînes, plateau, chemin de roulement de $6^{m},50$ pesant 500 kilogrammes ; fabrication Chouanard ; **ayant coûté 3 200 francs.**

S'adresser à M. Agnus, ingénieur E. C. P., 4, rue Alboni, Paris (XVIe).

OFFRE D'ACHAT

On demande à acheter *petite usine électrique,* de préférence hydraulique. — Spaletta à Draveil (S.-et-O.).

BREVETS A CÉDER

TÉLÉGRAPHIE PAR COURANTS ALTERNATIFS

Système et appareils Rugh.

Brevetés S. G. D. G. N° 338563, le 31 décembre 1903.

Ce système et les appareils imaginés pour sa mise en pratique assurent un fonctionnement uniforme des parleurs situés aux postes transmetteur et récepteur et permettent l'emploi de courants alternatifs de fréquence convenable pour la production des signaux télégraphiques.

L'inventeur, désireux de tirer parti de son brevet en France, s'entendrait avec Constructeur pour son exploitation moyennant conditions à débattre.

Pour tous renseignements ou offres, s'adresser à MM. Brandon frères, Ingénieurs-Conseils, 59, rue de Provence, à Paris.

TÉLÉGRAPHIE PAR COURANTS ALTERNATIFS

Système Rugh.

Breveté S. G. D. G. N° 338671, le 31 décembre 1903.

Ce système permet d'employer le même circuit pour télégraphier simultanément au moyen de courant continu et de courants alternatifs. Il permet un fonctionnement uniforme des parleurs des postes transmetteur et récepteur.

L'inventeur, désireux de tirer parti de son brevet en France, s'entendrait avec Constructeur pour son exploitation moyennant conditions à débattre.

Pour tous renseignements ou offres, s'adresser à MM. Brandon frères, Ingénieurs-Conseils, 59, rue de Provence, à Paris.

TÉLÉGRAPHIE PAR COURANTS ALTERNATIFS

Système Rugh.

Breveté S. G. D. G. N° 338672, le 31 décembre 1903.

Ce système permet l'emploi, pour la transmission des signaux, de courants ondulatoires, tels que ceux produits par les alternateurs, tout en employant en même temps, sur une même ligne, des instruments obéissant à des courants continus et d'autres obéissant à des courants alternatifs.

L'inventeur, désireux de tirer parti de son brevet en France, s'entendrait avec Constructeur pour son exploitation moyennant conditions à débattre.

Pour tous renseignements ou offres, s'adresser à MM. Brandon frères, 59, rue de Provence, à Paris.

